

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ВО ЗУЙ ФУК

УДК 621.37:621.391

ДИСЕРТАЦІЯ

**ІДЕНТИФІКАЦІЙНІ ОЗНАКИ СПЕКТРАЛЬНОГО СКЛАДУ
ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЕМАСКУЮЧОГО РОЗСПІВЧАЧА В НЕЛІНІЙНІЙ
РАДІОЛОКАЦІЇ**

Спеціальність 05.12.17 - Радіотехнічні та телевізійні системи
Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Во Зуй Фук

Науковий керівник: Зіньковський Юрій Францевич, д.т.н., професор

КИЇВ – 2017

АНОТАЦІЯ

Во Зуй Фук. Ідентифікаційні ознаки спектрального складу випромінювання демаскуючого розсіювача в нелінійній радіолокації.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.17 «Радіотехнічні та телевізійні системи» (017 – Електроніка та телекомунікації) – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2017.

Головний науковий результат роботи – вирішення актуальної науково-технічної задачі, що пов'язана з виявленням демаскуючих ознак напівпровідникових розсіювачів з метою збільшення ефективності використання нелінійних радіолокаторів для пошуку закладних пристроїв у сфері технічного захисту інформації. Дослідження демаскуючих ознак передбачає аналіз внутрішніх ефектів у напівпровідникових структурах нелінійних розсіювачів під час дії на них відносно потужного зондуємого сигналу нелінійного радіолокатора.

Метою дисертаційної роботи є теоретичне та експериментальне дослідження структури відгуку нелінійного розсіювача під дією нелінійного радіолокатора на предмет забезпечення ефективної ідентифікації останнього.

Для досягнення цієї мети вирішувалися такі завдання:

- Виявлення радіоелектронних закладних пристроїв в сфері технічного захисту інформації
- Ефективність виявлення закладних пристроїв на базі тунельних діодів
- Імітаційні дослідження явища інверсії у співвідношенні рівнів гармонік спектру розсіяного нелінійним об'єктом сигналу відгуку
- Сертифікація нелінійного радіолокатора по достовірності ідентифікації розсіювача з флуктуючими рівнями гармонік в спектрі сигналу

В роботі отримано такі наукові результати:

1. Розроблено метод опорних параметрів для виявлення та ідентифікації закладного пристрою на базі тунельних діодів, який відрізняється тим, що введена в нормований простір апроксимуюча площина амплітуд наведеного

сигналу в функції ширини області негативного диференціального опору, щодо якої виконується перевірка надійності демаскуючої ознаки.

2. Виявлено причини ненадійного використання методів нелінійної локації при виявленні закладних пристроїв на базі тунельних діодів або чутливих до впливу потужного зонduючого сигналу напівпровідникових структур в складі розсіювача. Причини пропуску нелінійним локатором шуканих об'єктів пов'язані з виявленим ефектом інверсії демаскуючої ознаки сигналу відгуку розсіювача через наявність області з негативним диференціальним опором при N-подібних вольт-амперних характеристик нелінійних елементів (в складі розсіювача).

3. Створено універсальну модель вольт-амперної характеристики, що описується одним параметром - ступенем близькості до рівноважного стану напівпровідникового приладу, який описує сімейство деформованих кривих напівпровідникової структури в складі розсіювача при впливі потужного зонduючого сигналу. Завдяки запропонованій моделі ефективно виявляється ефект інверсії демаскуючої ознаки і оцінюється достовірність функціонування нелінійного локатора.

4. Проведено оцінку впливу асиметрії вольт-амперні характеристики структур «метал-окисел-метал» на ефективність використання нелінійних локаторів. Встановлено, що явні асиметрії ВАХ служать причиною помилкової ідентифікації розсіювачів і можуть суттєво ускладнити використання нелінійних локаторів в польових умовах, якщо антени пристрою мають неподавленні бічні пелюстки діаграми спрямованості.

5. Розроблено універсальний імітатор закладного пристрою на базі плоскою спіральної двузаходової антени з нелінійним навантаженням і можливістю варіювання напруги робочої точки. Режими універсального імітатора дозволяють відтворити розсіючі властивості закладних пристроїв, що робить імітатор об'єктивним при сертифікації нелінійних локаторів.

Розроблений метод виявлення закладних пристроїв здатний бути застосованим в галузях технічного захисту інформації від несанкціонованого

доступу, де використовується принципи нелінійної радіолокації у сфері технічного захисту інформації для точної ідентифікації закладних пристроїв.

Ключові слова: нелінійний розсіювач, імітатор закладного пристрою, нелінійна радіолокація, МОМ – структури, НВЧ випромінювання, тунельний діод, напівпровідниковий діод, потужність зондуючого сигналу.

Список публікацій здобувача

1. Зінченко М.В., **Во Зуї Фук**, Зіньковський Ю.Ф.. Тестування нелінійних радіолокаторів на надійність ідентифікації об'єктів // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2017. - № 68. - с. 48-53.
2. Зінченко М.В., Во Зуї Фук, Зіньковський Ю.Ф.. Дослідження спектральних характеристик розсіюючих МОМ-структур в нелінійній локації// Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2017. - № 70. - с.11-16.
3. **Во Зуї Фук**, Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф.. Інверсія співвідношень рівнів гармонік демаскуючого сигналу в нелінійній радіолокації // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2016. - № 65. - с. 119-129.
4. Зінченко М.В., **Во Зуї Фук**, Зіньковський Ю.Ф., Прокофьев М.І.. Соотношения уровней гармоник рассеяного поля в нелинейной локации // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Науково технічний збірник. НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського». – 2017. – Вип. 1(33). – с. 111-120.
5. Зінченко М.В., **Во Зуї Фук**, Зіньковський Ю.Ф.. Исследование режимов работы универсального имитатора нелинейного рассеивателя // Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». Хмельницький. – 2017 № 2 (58). – с. 81-86.
6. **Во Зуї Фук**, Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф.. Исследование нелинейного преобразования поли сигнала рядами Вольтерра // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: між. науково-технічна конф., 16-22 березня 2015 р .: матеріали конференції - Київ, 2015. - С. 277-279.
7. **Во Зуї Фук**, Зіньковський Ю.Ф., Зінченко М.В.. Обеспечение электромагнитной совместимости в системах ретрансляции радиосигналов //

Перша міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних бездротових мереж зв'язку (ЕМС-2015)»: між. науково-технічна конф., 27 травня 2015-го.: матеріали конференції - Харків, 2015. - С. 43-46.

8. **Во Зуї Фук**, Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф.. Влияние нелинейностей на работоспособность скрытой передачи информации // Друга міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних бездротових мереж зв'язку (ЕМС 2016)»: між. науково-технічна конф., 24-25 травня 2016 р.: матеріали конференції - Харків, 2016. - С. 25-29.

9. **Во Зуї Фук**, Зінченко М.В.. Особенности демаскирующих признаков закладных устройств на туннельном диоде // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: між. науково-технічна конф., 14-20 березня 2016 р.: матеріали конференції - Київ, 2016. - С. 219-221.

10. **Во Зуї Фук**, Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф.. Достоверность демаскирующего признака рассеивателя в нелинейной радиолокации // X науково-технічна конференція студентів, аспірантів і викладачів радіотехнічного факультету: науково-технічна конф., 12-13 травня 2016 р.: матеріали конференції - Київ, 2016. - С. 117-120.

11. **Во Зуї Фук**, Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф., Прокоф'єв М.І.. Впровадження універсального імітатора закладного пристрою // XIX Міжнародної науково-практичної конференції “Безпека інформації в інформаційно-телекомунікаційних системах”, м. Київ, 23 – 25 травня 2017. – с. 121-123.

12. Зінченко М.В., **Во Зуї Фук**, Зіньковський Ю.Ф.. Восприимчивость нелинейных рассеивателей к зондирующему сигналу // Міжнародна конференція з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки (UkrMiCo'2016), науково-технічна конф., 11-15 вересня 2016 р, м Київ, Україна. - С. 83-86.

13. **Во Зуї Фук**, Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф.. Исследование обратимости демаскирующих свойств нелинейных рассеивателей // V Міжнародна науково-

практична конференція «Фізико-технологічні проблеми передачі, обробки і збереження інформації в інформаційно-комунікаційних системах», науково-технічна конф., 3-5 листопада 2016 р, м Чернівці, Україна. - С. 146-147.

14. *Во Зуй Фук*, Зінченко М.В.. Нелинейная локация МОМ-структур // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: межд. науково-технічна конф., 20-26 березня 2017 р .: матеріали конференції - Київ, 2017. - С. 269-271.

15. *Во Зуй Фук*, Зиньковский Ю.Ф. Исследование электромагнитной совместимости нелинейных радиолокатора.// Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: між. науково-технічна конф., 10-16 березня 2014 р .: матеріали конференції - Київ, 2014. - С. 230-232.

ABSTRACT

Vo Duy Phuc. Identification signs of the spectral composition of radiation of the unmasking scattered in nonlinear radar.

Thesis for a Candidate of Technical Sciences degree in specialty 05.12.17 "Radiotechnical and Television Systems" (017 - Electronics and Telecommunications) - National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2017.

The main scientific result of the work is the solution of the actual scientific and technical problem related to the detection of the disabling features of semiconductor scattered in order to increase the efficiency of using of nonlinear radars to find the devices in the field of technical protection of information. The study of unmasking features involves the analysis of internal effects in semiconductor structures of nonlinear scattered during the action on them of a relatively powerful probing signal of a nonlinear radar.

The purpose of thesis is theoretical and experimental study of the structure of the response of a nonlinear diffuser under the action of a nonlinear radar to ensure the effective identification of the latter.

To achieve this goal, the following tasks have solved:

- Detection of radio-electronic devices in the field of technical protection of information
- The effectiveness of detecting mortgage devices based on tunnel diodes
- Simulation studies of the phenomenon of inversion in the ratio of levels of harmonics of the spectrum scattered by a nonlinear object of the response signal
- Certification of a nonlinear radar based on the authenticity of the disperser identification with fluctuating levels of harmonics in the signal

The following scientific results were obtained in the work:

1. A method of reference parameters for detecting and identifying a device based on tunnel diodes is developed, which is different from the fact that the plane of the amplitudes of the induced signal in the normalized space is introduced into the function of the width of the region of negative differential resistance, for which the reliability test of the defamation trait is performed.

2. The causes of unreliable use of methods of nonlinear location are found when detecting the device on the basis of tunnel diodes or sensitive to the influence of a powerful probe signal of semiconductor structures in the disperser. The reasons for the passage of a nonlinear locator of the desired objects are related to the effect of the detected inversion of the disguising signal of the response signal of the scattered due to the presence of an area with a negative differential impedance at the N-shaped current-voltage characteristics of the nonlinear elements (in the composition of the scattered).

3. A universal model of the current voltage characteristics is described, which is described by one parameter - the degree of proximity to the equilibrium state of the semiconductor device, which describes the family of deformed curves of the semiconductor structure in the disperser under the influence of a powerful probe signal. Due to the proposed model, the effect of inversion of a defamation sign is effectively detected and the reliability of the operation of a nonlinear locator is evaluated.

4. The influence of asymmetry on the current-voltage characteristics of metal-oxide-metal structures on the efficiency of the use of nonlinear locators was carried out. It has been established that explicit asymmetries of CVC are the cause of erroneous

identification of dispersers and can significantly impede the use of nonlinear locators in field conditions if the device antennas have undisturbed lobes of the directivity diagram.

5. An universal simulator of a mortgage device on the basis of a flat spiral dual-engaging antenna with a nonlinear load and the possibility of varying the voltage of the working point has been developed. Modes of the universal simulator allow you to reproduce the scattering properties of embedded devices, which makes the simulator objective when certifying nonlinear locators.

The developed method of detection the mortgage device can be applied in the fields of technical protection of information from unauthorized access, which uses nonlinear radar in the field of technical protection of information for the accurate identification of mortgages.

Key words: nonlinear scattered, simulator of a mortgage device, nonlinear radar, MOM structure, microwave radiation, tunnel diode, semiconductor diode, the power of probing signal.

List of publications of the applicant

1. Zinchenko M.V., **Vo Duy Phuc**, Zinkovskiy Yu.F. The nonlinear radar testing on the reliability of the objects' identification. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparotobuduv.*, no. 68, pp. 48-53.

2. Zinchenko M.V., **Vo Duy, Phuc**, Zinkovskii Yu.F. (2017) Study of the spectral characteristics of the Scattering of MOM-structures in non-linear locations. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparotobuduv.*, no. 70, pp. 11-16.

3. **Vo Duy, Phuc**, Zinchenko, M.V., Zinkovskiy, Yu.F. Inverton ratio of the harmonics levels of the unmasking signal in the nonlinear radar. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radioteh. radioaparotobuduv.*, no. 65, pp. 119-129.

4. Zinchenko M.V.; **Vo Duy Phuc**; Zinkovskiy Yu.F.; Prokofiev M.I. The ratio of the harmonics levels of the scattered field in nonlinear locations. Legal, normative and metrological provision of the information security system in Ukraine. Scientific and technical collection. NTUU " Igor Sikorsky KPI ". - 2017 - Vol. 1 (33). - pp. 111-120.

5. Zinchenko M.V., **Vo Duy Phuc**, Zinkovsky Yu.F. Investigation of the modes of universal simulators of nonlinear diffusers // International scientific and technical

journal "Measuring and computing engineering in technological processes". Khmelnytskyi. - 2017 No. 2 (58). - pp. 81-86.

6. **Vo Duy Phuc**, Zinchenko M.V., Zinkovsky Yu.F. Investigation of the nonlinear transformation of a polar harmonic signal by Volterra series // International scientific and technical conference "Radio engineering fields, signals, devices and systems": International Scientific and Technical Conference, March 16-22, 2015: conference materials - Kyiv, 2015. - pp. 277-279.

7. **Vo Duy Phuc**, Zinkovsky Yu.F., Zinchenko M.V. Ensuring electromagnetic compatibility in radio relay systems // First International Scientific and Technical Conference "Problems of Electromagnetic Compatibility of Advanced Wireless Telecommunication Networks (EMC-2015)", May 27, 2015: materials of the conference - Kharkiv, 2015. - pp. 43-46.

8. **Vo Duy Phuc**, Zinchenko M.V., Zinkovsky Yu. F. Influence of Nonlinearities on the Capacity of the Hidden Information Transmission // Second International Scientific and Technical Conference "Problems of Electromagnetic Compatibility of Advanced Wireless Telecommunication Networks (EMC 2016)", May 24-25, 2016: materials of the conference - Kharkiv, 2016. - P. 25-29.

9. **Vo Duy Phuc**, Zinchenko M.V. Features of the disassembling signs of installed devices on a tunnel diode // International scientific and technical conference "Radio engineering fields, signals, devices and systems", March 14-20, 2016: materials of the conference - Kyiv, 2016. - P. 219-221.

10. **Vo Duy Phuc**, Zinchenko M.V., Zinkovsky Yu. F. Reliability of the disguising sign of a disperser in nonlinear radar // X scientific and technical conference of students, postgraduates and teachers of the Radio Engineering Faculty, May 12-13, 2016: conference materials - Kyiv, 2016. - P. 117-120.

11. **Vo Duy Phuc**, Zinchenko M.V., Zinkovsky Yu.F., M.I. Prokofiev. Implementation of the universal simulator of the mortgage device // XIX International scientific and practical conference "Information security in information and telecommunication systems", Kyiv, May 23-25, 2017. - p. 121-123.

12. Zinchenko M.V., **Vo Duy Phuc**, Zinkovsky Yu.F.. The susceptibility of nonlinear scatterers to the probe signal // International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2016), September 11-15, 2016, Kyiv, Ukraine. - P. 83-86.

13. **Vo Duy Phuc**, Zinchenko M.V., Zinkovsky Yu.F. Investigation of the reversibility of the disassembly properties of non-linear scatterers // V International scientific and practical conference "Physical and technological problems of transmission, processing and preservation of information in information and communication systems", November 3-5, 2016, Chernivtsi, Ukraine. - pp. 146-147.

14. **Vo Duy Phuc**, Zinchenko M. V. Nonlinear location of MOM structures // International scientific and technical conference "Radio engineering fields, signals, devices and systems", March 20-26, 2017: conference materials - Kyiv, 2017. - pp. 269-271.

15. **Vo Duy Phuc**, Zinkovsky Yu.F. Investigation of the electromagnetic compatibility of nonlinear radar. // International Science and Technology Conf., 10-16 March in 2014: the material of the conference - Kyiv, 2014. - P. 230-232.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
1. ВИЯВЛЕННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАКЛАДНИХ ПРИСТРОЇВ У СФЕРІ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ	7
1.1 Особливості виявлення радіоелектронних закладних пристроїв.....	7
1.2 Використання і перевага нелінійних радіолокаторів в атестаційних заходах щодо захисту інформації	13
1.3 Ідентифікація розсіювачів в нелінійної радіолокації	15
1.4 Умови ефективного пошуку та ідентифікації радіоелектронних пристроїв нелінійними радіолокаторами.....	20
1.5 Постановка завдань дослідження	21
1.6 Заключення до розділу	22
2. ВИЯВЛЕННЯ ЗАКЛАДНИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ ТУНЕЛЬНОГО ДІОДУ.....	23
2.1 Аналіз закладних пристроїв на базі тунельних діодів	23
2.2 Вплив форми вольт-амперної характеристики тунельного діода на достовірність ідентифікації розсіювача	26
2.3 Явище інверсії у співвідношенні рівнів гармонік спектру розсіяного нелінійним об'єктом сигналу відгуку	36
2.4 Розсіюючі МОМ-структури у нелінійній локації.	39
2.5 Заключення по розділу	45
3. ІМІТАЦІЯ ЯВИЩА ІНВЕРСІЇ В СПІВВІДНОШЕННІ РІВНІВ ГАРМОНІК СПЕКТРУ РОЗСІЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИМ ОБ'ЄКТОМ СИГНАЛА ВІДГУКУ .	47
3.1 Типи і особливості використання імітаторів закладних пристроїв в нелінійної радіолокації	47
3.2 Чутливість напівпровідникових приладів до НВЧ випромінювання.....	52
3.3 Моделювання в середовищі Mathcad реакції напівпровідникових приладів в складі розсіювача на вплив зонduючого сигналу	57
3.4 Забезпечення максимальної частоти прояву ефекту інверсії в співвідношенні рівней кратних гармонік для широкопasmового імітатора закладних пристроїв ..	64
3.5 Заключення до розділу	66

4. СЕРТИФІКАЦІЯ НЕЛІНІЙНОГО РАДІОЛОКАТОР ЗА ДОСТОВІРНІСТЮ ІДЕНТИФІКАЦІЇ РОЗСІЮВАЧА З ФЛУКУТРУЮЮЧИМИ РІВНАМИ ГАРМОНІК В СПЕКТРІ СИГНАЛУ ВІДГУКУ	67
4.1 Експериментальне підтвердження деформації ВАХ напівпровідникових приладів в складі розсіювача при діючому НВЧ випромінюванні	67
4.2 Використання методики повно-факторного експерименту для аналізу впливу девіації параметрів імітатора на спектр розсіяного сигналу	72
4.3 Розробка методики випробувань НР на достовірність вірною ідентифікації НРс	103
4.4 Заключение до розділу	108
ВИСНОВКИ.....	111
СПИСОК ПОСИЛАНЬ	114
ДОДАТОК.....	128

ВСТУП

Актуальність теми. На сьогоднішній день нелінійна радіолокація використовується у багатьох різних сферах (промисловість, технічний захист інформації, військова справа та інші).

У напрямку нелінійної радіолокації працювали дослідників Штейншлейгера В.Б., Вернігорова Н.С., Парватова Г.Н., Петрова Б.М., Шифріна Я.С., Thomas H. Jones, Bruce R. Barsumian, Robert A. Rubega, Gregory J. Mazzaro; Anthony F. Martone; Kenneth I. Ranney; Ram M. Narayanan і інші.

Показники ефективності використання нелінійних радіолокаторів (НР) мають дальності дії, роздільної здатності, вибіркості і т.п.. За первинні демаскуючі ознаки (кратні гармоніки частоти моногармоніческого зонduючого сигналу (ЗС), комбінаційні частоти в разі бігармонічного ЗС) може розділити об'єкта на двом класам нелінійних розсіювачів (НРс) – напівпровідниковим НРс (мають в своєму складі радіоелектронні напівпровідникові елементи) і структурам типу «метал-окисел-метал» (МОМ-структури) і відрізняються тільки рівнями спектральних складових нелінійних продуктів (НП), які для цих випадків порівнянні з шумом. Недостатньо вивчена фізика процесів формування сигналу при опроміненні системами нелінійної радіолокації досліджуваного нелінійного об'єкта.

Актуальність роботи полягає у підвищенні достовірності виявлення демаскуючих ознак напівпровідникових НРс з метою збільшення ефективності використання нелінійних радіолокаторів для пошуку закладних пристроїв у сфері технічного захисту інформації. Дослідження демаскуючих ознак передбачає аналіз внутрішніх ефектів у напівпровідникових структурах НРс під час дії відносно потужного ЗС НР.

Зв'язок дисертаційної роботи з науковими програмами, планами, темами.

Результати дисертації отримані в процесі виконання науково-дослідних робіт в період з 2014р. по 2017р. на кафедрі радіоконструювання та виробництво радіоапаратури в рамках ініціативної науково-дослідної роботи, а саме «Підвищення ефективності пристроїв і систем нелінійної радіолокації» (номер держреєстрації 0116U008462). Також проводились роботи в НДЦ "ТЕЗІС" НТУУ

«КПІ» (в рамках угоди №6007 від 15.10.2007р. про спільну діяльність між радіотехнічним факультетом НТУУ «КПІ» та НДЦ «ТЕЗІС» КПІ ім. Ігоря Сікорського) та з підприємствами ППРІАС проведення досліджень засобів відео – термінального комплексу (договір 10816Л від 27.12.2016р.), ТОВ «Амріта комплексні системи» проведення досліджень засобу електронного-обчислювальної техніки (договір 4817Л від 08.08.2017р.).

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є теоретичне та експериментальне дослідження структури відгуку нелінійного розсіювача під дією нелінійного радіолокатора на предмет забезпечення ефективної ідентифікації останнього.

Для досягнення цієї мети вирішувалися такі завдання:

- Виявлення радіоелектронних закладних пристроїв в сфері технічного захисту інформації
- Ефективність виявлення закладних пристроїв на базі тунельних діодів
- Імітаційні дослідження явища інверсії у співвідношенні рівнів гармонік спектру розсіяного нелінійним об'єктом сигналу відгуку
- Сертифікація нелінійного радіолокатора по достовірності ідентифікації розсіювача з флуктуючими рівнями гармонік в спектрі сигналу відгуку

Об'єктом дослідження є нелінійного радіолокатора, що формує інформативні відгуки розсіювачів.

Предметом дослідження є спектральна структура відгуку розсіювача під час дії зонduючого сигналу нелінійного радіолокатора.

Методи дослідження: Проведений аналіз публікацій за тематикою нелінійної радіолокації для визначення напрямків, задач та методів досліджень у роботі. Використано теорії нелінійних кіл, функцій комплексної змінної, диференційного та інтегрального числення для математичного моделювання внутрішніх процесів у кремнієвих напівпровідниках та структурах типу «метал–окисел–метал» при дії відносно потужного електромагнітного НВЧ поля. Моделювання процесів розсіювання нелінійних продуктів сигналі відгуку НРс.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Розроблено метод опорних параметрів для виявлення та ідентифікації ЗП на базі тунельних діодів, який відрізняється тим, що введена в нормований простір апроксимуюча площа амплітуд наведеного сигналу в функції ширини області від'ємного диференціального опору, щодо якої виконується перевірка надійності демаскуючої ознаки.

2. Виявлено причини ненадійного використання методів нелінійної локації при виявленні ЗП на базі тунельних діодів або чутливих до впливу потужного зонduючого сигналу напівпровідникових структур в складі розсіювача. Причини пропуску нелінійним локатором шуканих об'єктів пов'язані з ефектом інверсії демаскуючої ознаки сигналу відгуку розсіювача через наявність області з негативним диференціальним опором при N-подібних вольт-амперних характеристиках нелінійних елементів (в складі розсіювача).

3. Створено універсальну модель ВАХ, що описується одним параметром – ступенем близькості до рівноважного стану напівпровідникового приладу, яка описує сімейство деформованих кривих напівпровідникової структури в складі розсіювача під впливом потужного зонduючого сигналу. Завдяки запропонованій моделі ефективно виявляється ефект інверсії демаскуючої ознаки і оцінюється надійність функціонування нелінійного локатора.

4. Проведено оцінку впливу асиметрії ВАХ структур «метал-окисел-метал» на ефективність використання нелінійних локаторів. Встановлено, що явні асиметрії ВАХ служать причиною помилкової ідентифікації розсіювачів і можуть суттєво ускладнити використання нелінійних локаторів в польових умовах, якщо антени пристрою мають неподавленної бічні пелюстки діаграми спрямованості.

5. Розроблено універсальний імітатор закладного пристрою на базі плоскої спіральної двозаходової антени з нелінійним навантаженням і можливістю варіювання напруги робочої точки. Режими універсального імітатора дозволяють відтворити розсіюючі властивості закладних пристроїв, що робить імітатор об'єктивним при сертифікації нелінійних локаторів.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Розроблено універсальний імітатор закладного пристрою на базі плоскою спіральної двозаходової антени з нелінійним навантаженням і можливістю варіювання напруги робочої точки з метою сертифікації нелінійного радіолокатора.

2. Створено універсальну модель ВАХ, що описується одним параметром – ступенем близькості до рівноважного стану його функціонування.

3. Розроблено математичну модель ВАХ тунельного діода та метод опорних параметрів для виявлення та ідентифікації закладних пристроїв на базі тунельних діодів.

Запропоновані методи забезпечують підвищення ефективності використання нелінійних радіолокаторів у сфері технічного захисту інформації при обмеженні максимального рівня потужності зонduючого сигналу (до 500 мВт).

Експериментально підтверджено ефективність запропонованих методів, що дозволяє збільшити ймовірності виявлення, вірної ідентифікації та локалізації закладних пристроїв у сфері технічного захисту інформації.

1. ВИЯВЛЕННЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ЗАКЛАДНИХ ПРИСТРОЇВ У СФЕРІ ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Особливості виявлення радіоелектронних закладних пристроїв

Закладний пристрій - мініатюрний радіоелектронний пристрій перехоплення мовної інформації, який складається з мікрофона і радіопередавача, що забезпечує передачу звукового сигналу на досить значну відстань.

Закладні пристрої є найпоширенішими технічними засобами знімання акустичної інформації. Їх популярність пояснюється простотою використання, малими розмірами. Закладні пристрої поділяються на:

- радіозакладки з параметричної стабілізацією частоти
- радіозакладки з кварцовою стабілізацією частоти

Параметрична стабілізація частоти не може дати високу якість передачі інформації через нестабільність частоти в залежності від місця розташування, температури і т.д. Для підвищення скритності роботи потужність передавача закладного пристрою робиться невеликою, але достатньою для перехоплення високочутливим приймачем з невеликої відстані (від 20 до 500 м). Робочу частоту для підвищення скритності нерідко обирають поблизу несучої частоти потужної радіостанції [93].

Радіоелектронні закладні пристрої являють собою канал несанкціонованого отримання і передачі в пункт прийому аудіовізуальної або оброблюваної за допомогою радіоелектронної апаратури та переданої інформації в мережах зв'язку. Закладній пристрої можна класифікувати за кількома ознаками:

- радіозакладні пристрої, що випромінюють в ефір;
- закладні пристрої, що здійснюють передачу перехопленої інформації по мережах зв'язку, управління, живлення і т.д.;
- радіозакладні пристрої з перєвипроміненням;
- закладні пристрої з передачею перехопленої інформації по штатному телефонному каналу.

До першої групи входять радіозакладні пристрої, призначені для отримання аудіоінформації за акустикою приміщення, телевізійні закладні пристрої, і радіозакладні пристрої в телефонних лініях зв'язку, пристроях обробки і передачі інформації, мережах живлення і управління. Передача перехопленої інформації відбувається радіо- або телевізійним радіосигналом. До закладних пристроїв з передачею інформації без випромінювання в ефір можна віднести групу закладних пристроїв в лініях зв'язку, живлення, управління і охоронної сигналізації з використанням цих ліній зв'язку для передачі перехопленої інформації [94].

У ряді закладних пристроїв передача перехопленої інформації здійснюється по стандартному телефонному каналу [6]. Це так звані закладки типу «довге вухо», «з штучно піднятою трубкою». Існує ціла група закладних пристроїв, що забезпечують отримання інформації з акустики приміщення за рахунок модуляції акустичним сигналом відбитого мікрохвильового або ІК-сигналів від елементів, на які впливає акустичний сигнал. Це можуть бути: скло, вікна, різні перегородки, резонатори, спеціальні схеми і т. д.

Виявлення електронних пристроїв перехоплення інформації, так само як і будь-яких інших об'єктів, проводиться за їх демаскуючими ознаками.

Кожен вид радіоелектронних облаштувань перехоплення інформації має свої демаскуючі ознаки, що дозволяють виявити закладку. Демаскуючі ознаки закладних облаштувань зовнішнього вигляду:

- малогабаритний предмет невідомого призначення,
- одно або декілька отворів малого діаметру в корпусі,
- наявність автономних джерел живлення (наприклад, акумуляторних батарей),
- наявність невеликого відрізка дроту (антени), що виходить з корпусу ЗП,
- тонкий дріт невідомого призначення, що підключений до малогабаритного мікрофону і виходить в інше приміщення

Закладні пристрої можуть бути закамуюфльовані під предмети повсякденного ужитку : наручний годинник, запальничку, електронний калькулятор,

попільничку і так далі. Причому, візуально ці предмети нічим не відрізняються від звичайних. Нерідко зловмисники замінюють предмети, що знаходяться в приміщенні, аналогічними, але обладнаними закладними пристроями. Подібні закладні пристрої виявляють шляхом розбирання предмета (для зменшення можливості виявлення закладки шляхом її розбирання місця з'єднання розбраних частин склеюють) або за допомогою демаскуючих ознак закладних пристроїв, що визначаються за допомогою спеціальної апаратури:

- наявність в лінії (дроті) невідомого призначення постійної (у декілька вольт) напруги і низькочастотного інформаційного сигналу,
- наявність напівпровідникових елементів,
- радіовипромінювання з модуляцією радіосигналу інформаційним сигналом,
- наявність в лінії електроживлення високочастотного сигналу (як правило, несуча частота, має значення від 40 до 600 кГц, але можлива наявність сигналу на частотах до 7 МГц), що модулюється інформаційним низькочастотним сигналом,
- наявність струму витоку (від одиниць до декількох десятків мА) в лінії електроживлення при усіх відключених споживачах,
- відмінність місткості лінії електроживлення від типових значень при відключенні лінії від джерела живлення (на розподільному щитку електроживлення) і відключенні усіх споживачів,
- радіовипромінювання з модуляцією радіосигналу інформаційним сигналом, що передається по телефонній лінії,
- відмінність опору телефонної лінії від "нескінченності" при відключенні телефонного апарату і відключенні лінії (від'єднанні телефонних дротів) на розподільній коробці (щитку),
- відмінність опору телефонної лінії від типового значення (для цієї лінії) при відключенні телефонного апарату, відключенні і закороченні лінії на розподільній коробці (щитку)
- падіння напруги (від декількох десятків до 1,5 ... 2 В) в телефонній лінії (по відношенню до інших телефонних лініях, підключеним до неї розподільній коробці) при покладеній і піднятій телефонній трубі

- наявність струму витоку (від одиниць до декількох десятків мА) в телефонній лінії при відключеному телефоні

Виявлення закладних пристроїв (ЗП) реалізується на основі двох груп методів.



Перша група — методи, засновані на пошуку ЗП як фізичних об'єктів з цілком певними властивостями і масогабаритними характеристиками.

До неї відносяться:

- візуальний огляд місць можливого розміщення ЗП, в тому числі із застосуванням, дзеркал, засобів спеціального підсвічування;
- контроль важкодоступних місць з допомогою засобів відеоспостереження;
- застосування металодетекторів.

Друга група — методи, які використовують властивості ЗП як електронних систем. Вона включає:

- використання індикаторів поля, що реагують на наявність випромінювання радіозакладних пристроїв і дозволяють локалізувати їх розташування;
- застосування спеціальних радіоприймальних пристроїв, призначених для пошуку сигналів за заданими характеристиками і аналізу електромагнітної обстановки;
- застосування комплексів радіоконтролю і виявлення ЗП;
- обстеження приміщень за допомогою нелінійних радіолокаторів, що дозволяють виявляти будь-які типи ЗП.

Виявлення ЗП як фізичних об'єктів є найбільш загальним випадком, що потрапляють під поняття огляду.

До сучасних засобів відеоспостереження відносять оптико-електронні системи, які умовно можна розбити на дві групи:

- ендоскопічне обладнання;
- доглядові портативні телевізійні або відеоустановки.

Кроком в підвищенні ефективності виявлення ЗП пов'язаний з об'єднанням можливостей візуального і детекторного досліджень.

Під детекторним дослідженням розуміється застосування апаратури, яка контактним або безконтактним способом сприймає певні фізичні властивості, що свідчать про наявність в обстежуваному місці деяких аномалій у вигляді неоднорідностей, характерних випромінювань або конкретних речовин. З точки зору ефективності обстеження із застосуванням детекторів істотно те, що вони виробляють звуковий або світловий сигнал у разі перевищення заданого порогу параметром, за яким здійснюється детектування. Тим самим відбувається не тільки виявлення, а й локалізація шуканого пристрою або предмета. Все в подальшому розглянуті методи є детекторними.

Металошукачі є найбільш простим типом детекторів ЗП, що діє за принципом виявлення металевих предметів (елементів ЗП) в непровідних і слабопровідних середовищах (дерево, одяг, пластмаса і т. п.). Природно, що для вишеоприведених

цілей підходять тільки ручні прилади. В даний час відомі сотні модифікацій металодетекторів. Однак за принципом роботи вони майже не відрізняються один від одного, а їх основні особливості складають лише споживчі та експлуатаційні характеристики.

Практично всі сучасні металошукачі призначені для пошуку предметів як з чорних, так і з кольорових металів. При цьому здатність виявлення по дальності лежить в межах від 10 до 500 мм і залежить, головним чином, від маси предмета. Всі прилади мають звукову, а іноді і світлову сигналізацію.

В технічному захисті інформації нелінійні радіолокатори (НР) використовують для виявлення радіоелектронних закладних пристроїв (ЗП). Особливо НР ефективні в тих випадках, коли ЗП не є «явними» джерелами електромагнітних випромінювань.

Принцип роботи нелінійної радіолокації пов'язаний з наявністю в складі ЗП радіоелектронних приладів з нелінійними характеристиками (мікросхеми, транзистори, діоди і т.п.), здатних збагачувати розсіяний від ЗП сигнал демаскуючими спектральними складовими – кратними гармоніками.

Джерелами «помилкових тривог» в зоні опромінення для нелінійної радіолокації є контакти металів з проміжним окисним шаром (МОМ-структури), здатні також розсіювати перетворений спектр ЗС.

При використанні НР, ідентифікація типу нелінійних розсіювачів (НРс) здійснюється по співвідношенню рівнів прийнятих другий і третьої гармонік. Для напівпровідникових НРс рівень другої гармоніки перевищує рівень третьої на 20 – 40 дБ. У разі МОМ-структур виконується зворотне співвідношення. Ідентифікаційний ознака відображає несиметричність вольт-амперних характеристик (ВАХ) напівпровідникових приладів в складі ЗП і симетричність ВАХ розсіюють МОМ-структур. Надійність виявлення та ідентифікації НРС по співвідношенню рівнів другої і третьої гармонік визначається формою ВАХ напівпровідникового приладу або МОМ-структури, амплітудою індукованого сигналу і зміщенням робочої точки [11]. Труднощі в ідентифікації будуть також мати місце при «квазірівності» гармонік розсіяного сигналу.

1.2 Використання і перевага нелінійних радіолокаторів в атестаційних заходах щодо захисту інформації

Одне з складних завдань в області захисту інформації – пошук закладних пристроїв, що не використовують радіоканал для передачі інформації, а також радіозакладок, що перебувають у не активізованому стані. Такі традиційні засоби виявлення, як панорамні радіоприймачі, аналізатори спектра або детектори поля, у цьому випадку виявляються неефективними. Радіолокація дозволяє визначати наявність, стан і природу об'єктів за рахунок використання явищ відбиття (розсіювання) радіохвиль цими об'єктами. Своєю назвою він зобов'язаний використанню такого фізичного принципу виявлення закладних пристроїв несанкціонованого відбору інформації, як нелінійні перетворення.

Робота нелінійного радіолокатора заснована на опромінюванні об'єкта з нелінійними вольт-амперними характеристиками (ВАХ). При цьому певна частина поглиненої об'єктом потужності зонduючого сигналу (ЗС) зазнає спектрального перетворення і в простір перевипромінюється демаскуючий сигнал. НР приймає найбільш інформативні гармоніки, тобто ті, за рівнями яких можливо виявити та ідентифікувати досліджуваний об'єкт [11; 12; 80].

Нелінійні радіолокатори – технічні засоби виявлення, ідентифікації та локалізації радіоелектронних засобів технічної розвідки, що потай вбудовані в будівельні, конструкції, меблі та ін.. Принцип цього фізичного процесу регулюються наступними етапами: електромагнітні хвилі опромінюють об'єкти, які здатні виробляти спектральні компоненти, які відсутні в спектрі зонduючого сигналу, а потім проаналізувати найбільш інформаційні спектральні параметри [54].

При атестації приміщень на предмет технічного захисту інформації від несанкціонованого доступу набули широкого використання засоби нелінійної радіолокації. В НД ТЗІ 1.4.-002-08 «Радіолокатори нелінійні. Класифікація. Рекомендовані методи та засоби випробувань » приведені рекомендовані методи та засоби випробувань нелінійних радіолокаторів. Нормативний документ не встановлює відповідність даного виду радіоелектронної апаратури вимогам

електромагнітної сумісності на НВЧ випромінювання [87]. Характеристиками нелінійних радіолокаторів згідно нормативного документа є частота зондуючого сигналу; геометричні розміри і поляризація антен; режим випромінювання і потужність передавача; чутливість приймача; максимальна дальність дії і глибина, на якій можливе виявлення НРс; кількість аналізованих гармонік, розміри, вага і тип живлення нелінійного радіолокатора [2].

В досліджуваному середовищі зондуючий сигнал НР випромінюється як безперервний НВЧ сигнал з відповідним спектральним складом.

Характеристики передавальних і приймальних антени (форма і геометричні розміри антен) залежить від типу робочої частоти ЗС.

Характеристикою нелінійних радіолокаторів є режим роботи передавача, випромінювана потужність і чутливість приймачів. Залежно від режиму роботи НР поділяють на НР з безперервним чи імпульсним випромінюванням. В більшості прилади працюють з безперервними зондуючими сигналами малої потужності (10...850 мВт). В імпульсному режимі НР працюють з потужністю в імпульсі 5...400 Вт. Приймач нелінійного радіолокатора має функцію автоматичного встановлення потужності випромінювання залежно від величини рівня прийнятого сигналу на 2-й гармоніці. Чутливість приймачів сучасних НР лежить в межах від 10^{-15} до 10^{-11} Вт. У більшості НР використовуються приймачі з регульованою чутливістю (30 – 50 дБ) [52; 70].

Нелінійні радіолокатори є приладами ближньої дії, оскільки коефіцієнт перетворення енергії опромінюючого сигналу в енергію вищих гармонік дуже малий. Конкретна дальність дії залежить від багатьох факторів, наприклад, тип закладного пристрою, умови розміщення об'єкта пошуку. Наприклад, нелінійні радіолокатори серії «Циклон» виявляють радіоелектронні прилади в залізобетонних стінах товщиною до 30 см, у дерев'яних до 60 см.

Нелінійної радіолокації використовуються в багатьох дослідженнях в провідних країнах світу. Більшість робіт присвячені завданню підвищення ефективності виявлення, ідентифікації та локалізації нелінійних розсіювачів. Сучасні нелінійні радіолокатори для пошуку, ідентифікації нелінійних

розсіювачів використовують демаскуючі ознаки нелінійних розсіювачів, тобто виявляють певні зміни при наявності нелінійностей ВАХ напівпровідникових структур НРс або з наявності області від'ємного диференціального опору ВАХ напівпровідникових структур НРс в процесі зондування під вплив потужності нелінійних радіолокаторів [23; 44; 78; 85].

Збільшення ефективності використання нелінійних радіолокаторів зводиться до підвищення чутливості приймачів, вибору оптимальних параметрів ЗС тощо. Все це вимагає рішення досить складних схемотехнічних і конструкторських завдань електромагнітної сумісності, забезпечення високої точності вихідних параметрів та ін. При цьому виграш в більшості випадків незначний. Дослідження та впровадження вторинних демаскуючих ознак нелінійних розсіювачів можливо стати надійним варіантом для вирішення вищевказаних проблем в нелінійній радіолокації, тобто всіх спостережуваних за допомогою відповідної апаратури закономірностей перебігу явищ і процесів в досліджуваному середовищі, які є наслідком сукупного (взаємної) дії наявних нелінійностей характеристик напівпровідникових структур НРс і зміни нелінійних областей характеристик напівпровідникових структур НРс в процесі зондування НР.

1.3 Ідентифікація розсіювачів в нелінійній радіолокації

Процес перевипромінювання об'єктами з нелінійними властивостями сигналів відгуку з зміненою спектральною структурою є ефектом нелінійного розсіювання [20; 44; 83]. Ефект нелінійного розсіювання (які тунельний ефект) відіграє велику роль в електронних приладах. Він спонукає протіканню таких явищ, як емісія електронів під дією сильного поля, проходження струму через діелектричні плівки, пробій р-п-переходу. Тунельний механізм проходження електронів крізь тонкі діелектричні шари може проявлятися та бути переважним при малій концентрації носіїв струму в плівці діелектрика, відносно високих бар'єрах на поверхні діелектрика, низьких температурах і досить малій товщині плівки. В структурах «метал-окисел-метал» (МОМ-структури) при розгляді двох металевих електродів, між якими присутній діелектрика, система буде знаходитися в

термодинамічній рівновазі, а тому рівні Фермі електронів збігатимуться [44]. Якщо електроди перебувають під різними потенціалами, то між ними протікає електричний струм, викликаний тунельним ефектом.

Об'єкт з нелінійними властивостями, який складається з провідних елементів, що включають в навантаженні напівпровідникові структури з нелінійними ВАХ є нелінійним розсіювачем [15; 44; 36].

Існують 5 типу НРС: простий НРС - нелінійний розсіювач, що складається з нелінійного елемента (напівпровідникової структури); складний НРС - нелінійний розсіювач, що складається з двох і більше простих НРС; напівпровідниковий НРС - штучний шуканий нелінійний розсіювач; контактний НРС - нелінійне навантаження якого є окислені контактні поверхні металів (структури «метал-окисел-метал»); природний завадочий НРС - випадково створений в досліджуваному нелінійної радіолокації середовищі складний або простий НРС, напівпровідникової структури або структури якого є контактами окислених металевих поверхонь елементів (наприклад, будівельних) [2; 6; 44].

Діапазон робочих частот передавачів усіх типів НР перебувають у межах від 400 до 1000 МГц. Нелінійні локатори вітчизняного і зарубіжного виробництва можна розділити на дві групи: імпульсного і безперервного випромінювання. Перші посиляють більш потужний сигнал короткими імпульсами, останні здійснюють виявлення за рахунок підвищеної чутливості В сучасних НР аналізуються тільки 2-га та 3-я гармоніки зонduючого сигналу. Джерелами перешкод для роботи НР можуть бути квазінелінійні елементи з нестійким р-п-переходом, викликаним наявністю окислів у шарі між двома механічно з'єднаними металами. У фізиці напівпровідників подібні структури відомі як МОМ-структури. Вольт-амперна характеристика МОМ-структури, на відміну від характеристики р-п-переходу, є симетричною, при цьому рівень випромінюваної 3-ї гармоніки більше з 2-ю [107]. ВАХ р-п-переходу, та симетричною МОМ-структури показані на рис. 1.2 а), б) [45].

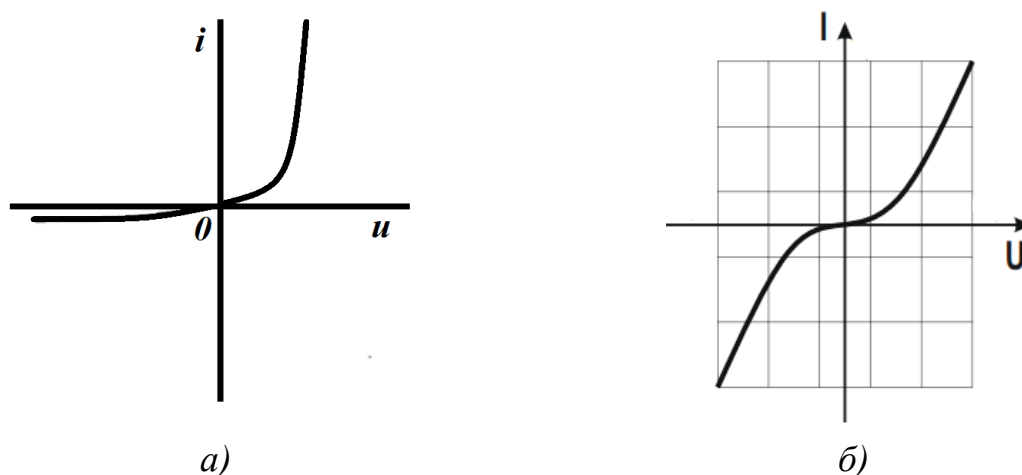


Рис. 1.2. Вольт-амперні характеристики: а) р-п перехід напівпровідникового приладу; б) перехід «метал - окисел - метал».

Серед основних способів селекції сигналу на тлі завадових впливів, викланих наявністю в обстежуваному просторі випадкових перетворювачів, виділяються наступні:

- за відношенням рівнів прийнятих перевипроміновань 2-ї та 3-ї гармонік частоти зонduючого сигналу;
- за характером зміни амплітуди шуму на виході приймача поблизу перевипромінюючого об'єкта;
- за реакцією об'єкта на вібродію.

Проблема первинної ідентифікації сигналів від апаратури нелінійної радіолокації стоїть достатньо гостро, а актуальність її рішення є очевидною, це об'єктивне розрізнення об'єктів двох класів – напівпровідникових електронних приладах і завадових. У реальних ситуаціях, при пошуку ЗП, на ефективність ідентифікація впливає не тільки форми ВАХ напівпровідник, але і завадових об'єктів і їх гармонічних складових. Тому для підвищення ефективності ідентифікації об'єктів при використанні НР потрібно визначити алгоритмів ідентифікації досліджуваних об'єктів. У роботи [55] були представлені дані таких експериментальні досліджень.

Алгоритм ідентифікації за рівнем другої чи третьої гармоніки перебачає, дослідження для двох класів об'єктів, що створюють відгук від зонduючого сигналу нелінійного радіолокатора. На рис 1.3 і 1.4 приведені розрахункові

диференційні функції розподілу за нормальним законом рівнів 2-ї та 3-ї гармонік для напівпровідник і заводських об'єктів.

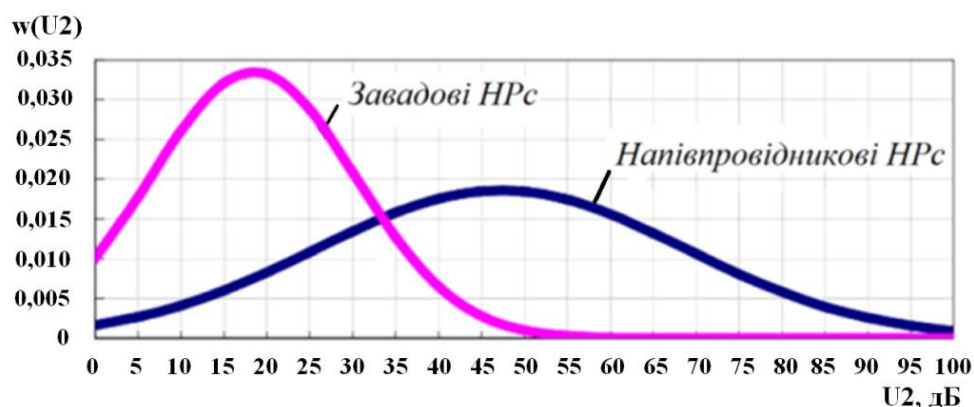


Рис. 1.3. Диференціальні функції розподілу за нормальним законом рівня другого гармоніки для напівпровідникових і заводських НРс.

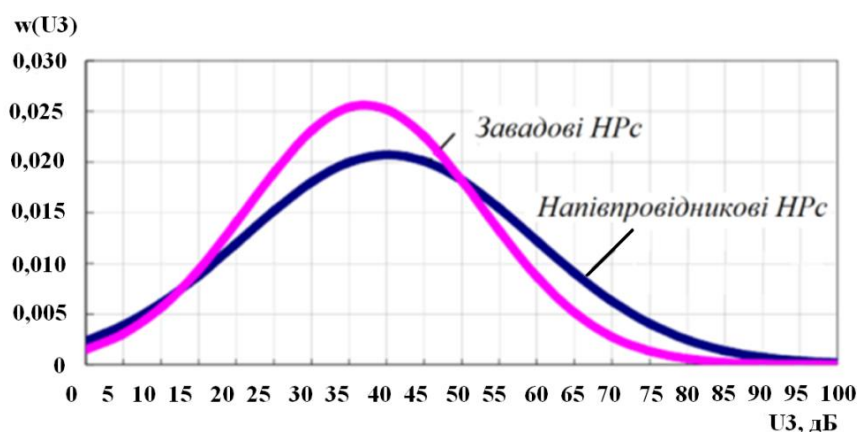


Рис. 1.4. Диференційні функції розподілу за нормальним законом рівня третьої гармоніки для напівпровідникових і заводських НРс.

З рисунків видно, що достовірна ідентифікація за рівнем 3-й гармоніки неможлива, тому що розподіл для двох класів об'єктів практично однаковий. За рівнем 2-й гармоніки відмінності наявні, оскільки спостерігаються істотні відмінності в розподілах. Залежність ймовірностей правильної і помилкової ідентифікації напівпровідникових НРс від порогу ідентифікації об'єктів за рівнем 2-й гармоніки показано на рис. 1.5 [44; 55].

З рис.1.5 видно, що поріг вірної ідентифікації за рівнем 2-ї гармоніки може скласти 35 дБ, при цьому ймовірність помилкової ідентифікації приблизно

становить 10%, а ймовірність правильної ідентифікації дорівнює 70%. Зона невизначеної ідентифікації займає інтервал від 0 до 35 дБ.

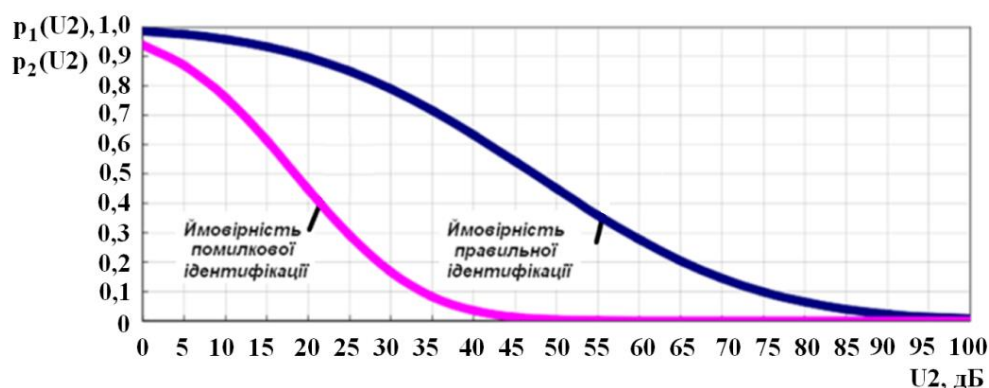


Рис. 1.5. Ймовірності правильної (p_1) та помилкової (p_2) ідентифікації напівпровідникових НРС за рівнем 2-ї гармоніки

Алгоритм ідентифікації ЗП за відношенням рівнів другої і третьої гармонік перевипроміненого сигналу перебачає, що для двох класів об'єктів можливе їх розрізнення за відношенням рівнів другої і третьої гармонічних складових спектру перевипроміненого сигналу. Алгоритм ефективний тільки у разі ідентичності в калібрування обох каналів прийому за коефіцієнтом передачі сигналу [44; 55]. Розрахункові диференційні функції розподілу за нормальним законом відношення рівнів гармонік для напівпровідникових НРС і заводових об'єктів показано на рис. 1.6, ($w(2/3)$) – диференційна функція розподілу за нормальним законом співвідношення рівнів другої та третьої гармонік).

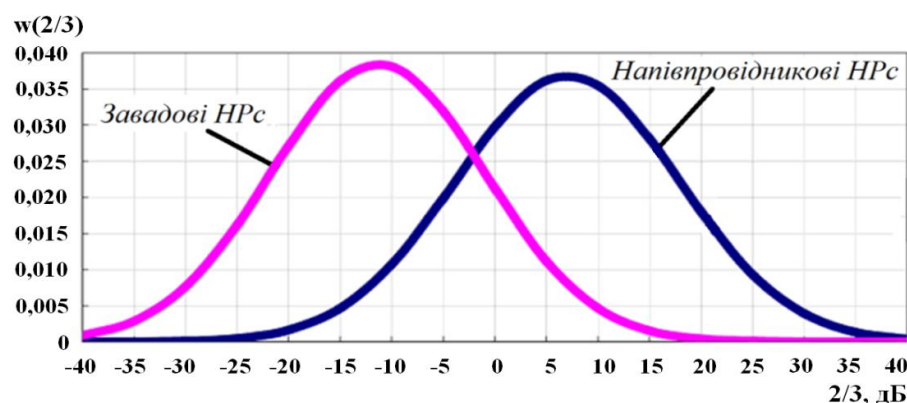


Рис. 1.6. Диференційні функції розподілу за нормальним законом відношення рівнів двох перевипромінених гармонік для напівпровідникових і заводових НРС

З рис. 1.6 видно, що ймовірність правильної ідентифікації напівпровідникових НРС більша, ніж просто за рівнем 2-ї гармоніки. Для цього

методу ідентифікація об'єктів двох класів відповідає порогу +10 дБ для напівпровідникових НРс, а для завадових НРс значення порога ймовірного розпізнавання становить -15 дБ.

Залежність значення ймовірностей правильної та помилкової ідентифікації напівпровідникових НРс від порогу ідентифікації за відношенням рівнів 2-ї і 3-ї гармонік СВ показано на рис. 1.7.

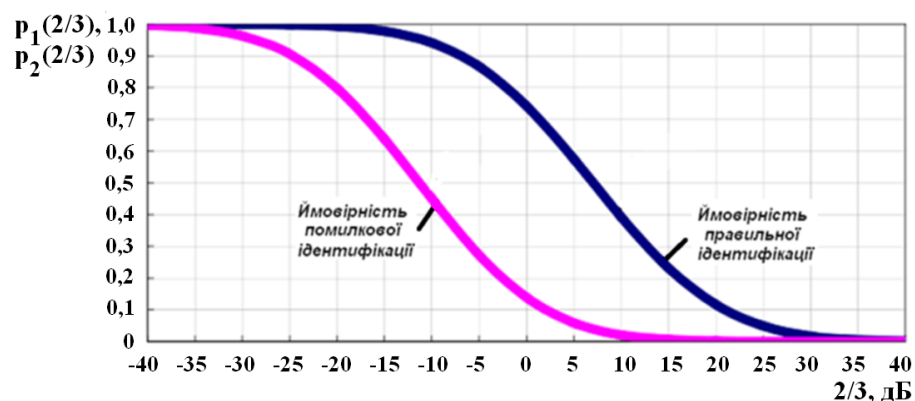


Рис. 1.7. Ймовірності правильної (p_1) та помилкової (p_2) ідентифікації напівпровідникових НРс за відношенням рівнів другої і третьої гармонік СВ.

Отже, нелінійні радіолокатори, що приймають 2-у і 3-ю гармоніки, забезпечують великі можливості в ідентифікації, ніж моногармонічні нелінійні радіолокатори [44; 55].

1.4 Умови ефективного пошуку та ідентифікації радіоелектронних пристроїв нелінійними радіолокаторами

Результат дослідження ефекту нелінійного розсіювання радіохвиль можна застосовувати в таких напрямках:

1. Дистанційне виявлення вибухонебезпечних предметів з радіоелектронними компонентами [19; 73; 119];
2. Пошук нелінійних розсіювачів - маркерів [66; 74; 76; 111];
3. Виявлення дефектів пасивних компонентів електронних пристроїв і електричних ланцюгів [62; 64; 71];
4. Виявлення електронних компонентів і самої радіоапаратури [54; 88; 89];
5. Виявлення дефектів в металевих конструкціях (тріщини, зазори, окислення і т.д.) [45; 107];

6. Використання НРс як дистанційних датчиків, які дозволяють визначити параметри навколишнього середовища (електромагнітного поля, тиску, температури, вологості, інтенсивності акустичного або сейсмічного впливу і т.д.) шляхом аналізу кількісних і якісних змін розсіяного сигналу [2; 63; 120];

Для визначення ефективності пошуку та ідентифікації радіоелектронних пристроїв нелінійними радіолокаторами потрібно розглянути фактори: здатність керувати положенням робочої точки на ВАХ, рівень потужності ЗС, чутливість приймача, дальність можливого виявлення ЗП.

Для підвищення ефективності роботи НР з підвищенням дальності дії потрібно збільшення потужності зондуючого сигналу або чутливості приймачів. Таким чином, потрібно змінити конструкції і властивості НР, що пов'язане з задачі схмотехнічної структури НР.

Останні двадцять років, у багатьох опублікованих роботи розглядається алгоритми обробки сигналу відгуку від НРс для підвищення ефективності використання нелінійних радіолокаторів [78 - 81].

У роботах [28; 60; 61; 64] представлені результати досліджень поляризаційних характеристик НРс. У роботи [13; 14; 44] аналізується процес ідентифікації НРс за поляризаційними характеристиками.

Для підвищення ефективності ідентифікації об'єктів двох класів (напівпровідникових і завадових НРс) необхідно досліджувати такі завдання:

1. Аналіз ефектів в напівпровідникових структурах нелінійних розсіювачів під впливом потужного зондуючого сигналу нелінійного радіолокатора.
2. Розробка нових методів виявлення, ідентифікації та локалізації нелінійних розсіювачів за демаскуючими ознаками напівпровідникових НРс.

1.5 Постановка завдань дослідження

Метою роботи являється:

- створення методик оцінки ефективності нелінійної локації в процесі пошуку закладних пристроїв.

- встановлення основних факторів, що впливають на ефективність демаскуючої дії зондуючого випромінювання нелінійних радіолокаторів на напівпровідникові прилади і МОМ-структури з нелінійними вольт-амперними характеристиками, виявлення закладних пристроїв з високим значенням ймовірності ідентифікації.

- розроблення методики оцінка впливу ВАХ структур «метал-окисел-метал» і напівпровідникових приладів на ефективність використання нелінійних локаторів, і електронних моделей для сертифікації надійності роботи нелінійних локаторів.

1.6 Заключення до розділу

Одне з найбільш складних завдань в області захисту інформації – пошук несанкціонованих закладних пристроїв, що не використовують радіоканал для передачі інформації, а також радіозакладок, що перебувають у неактивізованому стані. Традиційні засоби виявлення такі, як панорамні радіоприймачі, аналізатори спектра або детектори поля, у цьому випадку виявляються неефективними. Нелінійні локатори – технічні засоби виявлення, ідентифікації та локалізації радіоелектронних засобів, що потай вбудовані в будівельні конструкції, меблі тощо, реалізують принцип: опромінення електромагнітною хвилею об'єктів, генерування спектральних складових, що відсутні в спектрі зондуючого сигналу, за аналізом рівнів гармонік виявляється та ідентифікується досліджуваний об'єкт.

Принцип ідентифікації об'єктів пошуку засобами нелінійної локації за рівнями двох гармонік полягає в тому, що для напівпровідникових елементів характерний більш високий рівень відбитого сигналу на другій гармоніці в порівнянні з третьою, що пояснюється видом ВАХ р-п переходу.

Для підвищення ефективності використання нелінійного радіолокатора, розроблення методики оцінка впливу ВАХ структур «метал-окисел-метал» і напівпровідникових приладів на ефективність використання нелінійних локаторів, і електронних моделей для сертифікації надійності роботи нелінійних локаторів.

2. ВИЯВЛЕННЯ ЗАКЛАДНИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ ТУНЕЛЬНОГО ДІОДУ

2.1 Аналіз закладних пристроїв на базі тунельних діодів

Радіoeлектронні закладні пристрої являють собою організований канал несанкціонованого отримання і передачі в пункт прийому аудіовізуальної або обробленої за допомогою радіoeлектронної апаратури та переданої інформації в мережах зв'язку. Закладні пристрої існують різних конструкцій, від найпростіших до дуже складних. Для підвищення скритності роботи потужність передавача закладного пристрою робиться невеликий, але достатній для перехоплення високочутливим приймачем з невеликої відстані (від 20 до 500м). Робочу частоту для підвищення скритності нерідко обирають поблизу несучої частоти потужної радіостанції. Найпростіші заставні пристрої включають три основних вузла, які визначають їх тактико-технічні можливості. Це: мікрофон, радіопередавач, що визначає дальність його дії і скритність роботи, джерело електроживлення, що визначає час безперервної роботи.

Закладні пристрої можна розглядати як пристрої передачі. Універсальний блок схема передавального пристроїв представлено на малюнку 2.1.



Рис. 2.1. Загальна блок схема радіосигнального пристрою

Відповідно до цього радіопередаювальний пристрій складається з чотирьох основних елементів:

1. Генератора, що перетворює енергію постійного або змінного струму технічної частоти в енергію електричних синусоїдальних коливань високої частоти.

2. Пристрої для управління (модуляції) будь-яким параметром (амплітудою, частотою або фазою) цих коливань, званого модулятором або маніпулятором.

3. Антенного пристрою, що випромінює енергію електромагнітних коливань і є корисним навантаженням генератора.

4. Джерел живлення.

Радіопередавальні пристрої класифікуються залежно від призначення, місця експлуатації, діапазону хвиль, потужності, режиму роботи та інших умов. Передавачі за призначенням ділять на зв'язкові, радіолокаційні, радіонавігаційні, радіомовні і ін.

При конструюванні передавачів обов'язково враховуються умови їх експлуатації. Залежно від цих умов випускають стаціонарні та пересувні (літакові, автомобільні, корабельні і ін.).

На сьогодні недостатньо повно вивчено вплив на надійність ідентифікації НРс схемотехніки самих ЗП. З цієї причини типовий напівпровідниковий розсіювач може проявляти себе як МОМ-структура (інверсія ідентифікаційна ознака).

Під інверсією ідентифікаційної ознаки НРс розуміється можливість зміни співвідношення на протилежне між рівнями другої і третьої гармонік розсіяного сигналу. Це явище виявлено в процесі зондування радіомікрофонів на тунельних діодах з частотною модуляцією (88 ... 108 МГц), схеми яких представлені на рис. 2.2. Робота подібних ЗП пов'язана з наявністю на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) діода (див. рис. 2.3) ділянки з негативним диференціальним опором. У зв'язку з невеликою величиною ділянки на ВАХ діода з НДО, потужність, що віддається їм на будь-яких частотах, становить частки мільватт [96].

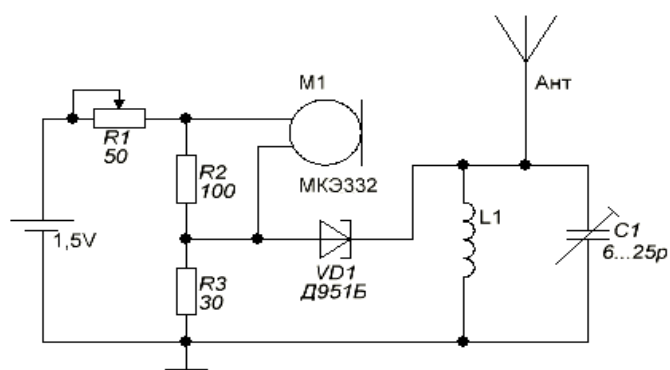


Рис. 2.2 Схема ЗП на тунельному діоду Д951Б

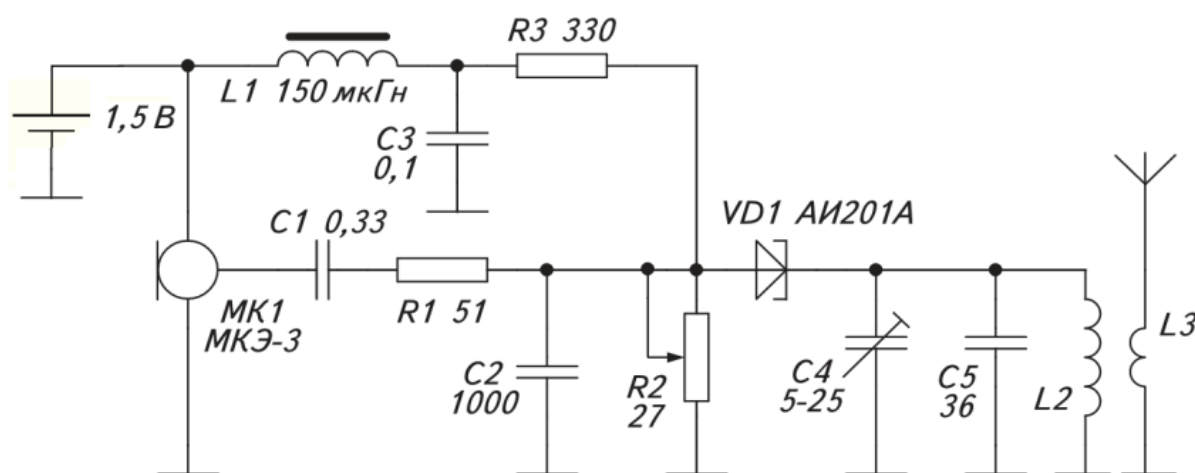


Рис. 2.3 Схема ЗП на тунельному діоду АИ201А

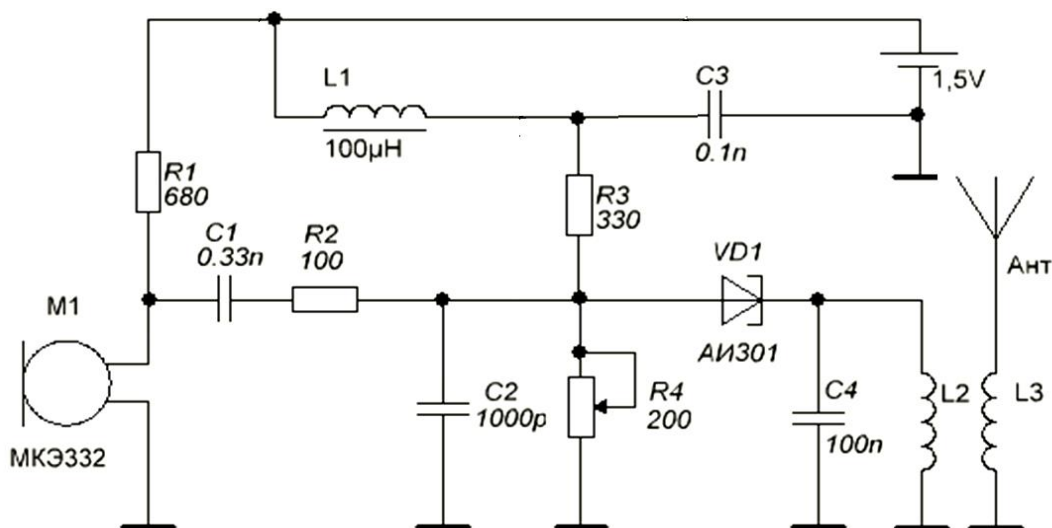


Рисунок 2.4. Схема ЗП на тунельному діоду АИ301

Радіомікрофони на тунельних діодах з частотною модуляцією, які знаходяться в режимі очікування або працюють на запис в пам'ять мікросхеми,

можуть представляти серйозну загрозу, тому що не випромінюють демаскуючої електромагнітного поля. Нелінійний радіолокатор також може бути малоефективним при їх пошуку, оскільки такого типу пристрою здатні змінювати співвідношення на протилежне між рівнями спектральних складових розсіяного сигналу.

Поміщений в ланцюг коливального контуру тунельний діод компенсує втрати і забезпечує генерацію незатухаючих коливань. Найпростіші ланцюги частотної модуляції мають кілька додаткових елементів (рис. 2.5) [96].

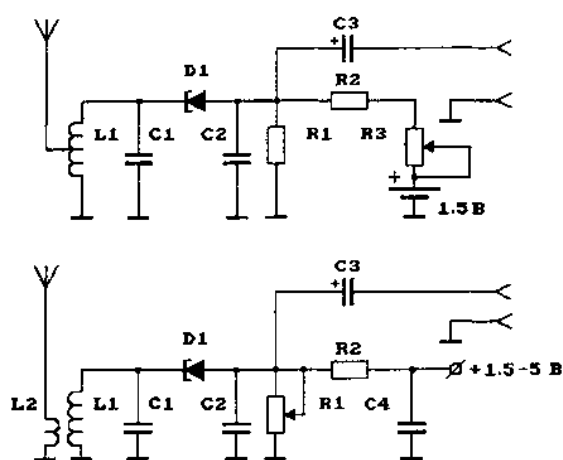


Рис. 2.5. Схеми ЧМ-передавачів на тунельних діодах.

У практиці, багато радіоелектронних приладів мають в своїй структурі тунельні діоди. Для ідентифікації ЗП на базі тунельного діода розглянемо впливу форми вольт-амперної характеристики тунельного діода на достовірність ідентифікації розсіювача.

2.2 Вплив форми вольт-амперної характеристики тунельного діода на достовірність ідентифікації розсіювача

Принцип нелінійної радіолокації безпосередньо пов'язаний з наявністю в складі ЗП радіоелектронних приладів з нелінійними характеристиками (мікросхеми, транзистори, діоди і т.п.), здатних збагачувати ЗП сигнал новими демаскуючими спектральними складовими - кратними гармоніками. За аналізом прийнятих під час зондування рівнів нелінійних продуктів (НП) оператор виявляє і ідентифікує об'єкт пошуку.

Нелінійний радіолокатор відноситься до систем ближньої радіолокації. Несуча частота зонduючого сигналу (ЗС) більшості НР лежить в межах 800 - 1000 МГц, що дозволяє реалізувати досить вузьку апертуру випромінювання і відносно низьке загасання сигналів в щільному середовищі (цегла, бетон і т.п.). Вихідна потужність моногармонічного сигналу не перевищує 1,5 Вт, а в разі імпульсного випромінювання - 600 Вт в імпульсі (частота проходження імпульсів від 400 Гц до 100 кГц, шпаруватість від 100 до 1000). Динамічний діапазон приймачів не менш 40 дБ, їх чутливість не гірше -80 - 130 дБ / Вт (при співвідношенні сигнал / шум 6 дБ). Коефіцієнт посилення передавальної антени не менше 6 дБ, а приймальні - не менш 8 дБ. Поляризація антен кругова, коефіцієнт еліптичності не гірше 0,8. Рівень заднього пелюстка діаграми спрямованості передавальної і приймальні антен більше мінус 15 дБ [45].

При використанні НР, в основному, селекція нелінійних розсіювачів (НРс) здійснюється по співвідношенню рівнів прийнятих другої і третьої гармонік. Для напівпровідникових НРс рівень другої гармоніки перевищує рівень третьої на 20 ... 40 дБ. У разі МОМ-структур виконується зворотне співвідношення [51, 137, 138]. Ідентифікаційний ознака відображає несиметричність вольтамперних характеристик (ВАХ) напівпровідникових приладів (рис. 2.6) в складі ЗУ і симетричність ВАХ розсіюють МОМ-структур (рис. 2.7, контакт сталевих куль радіусом 3 мм, поверхня яких після полірування окислена на повітрі протягом 8 годин при 400 °С).

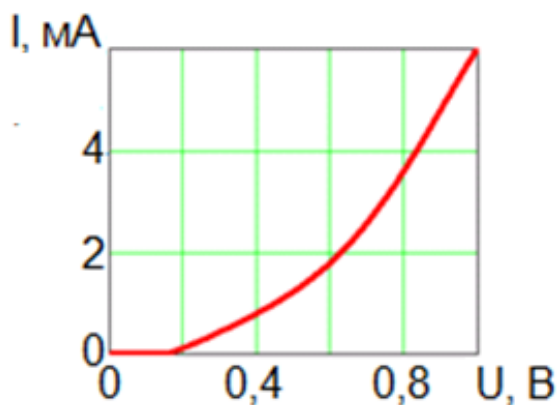


Рис. 2.6. ВАХ напівпровідникового приладу на прикладі діода типу 3A114A

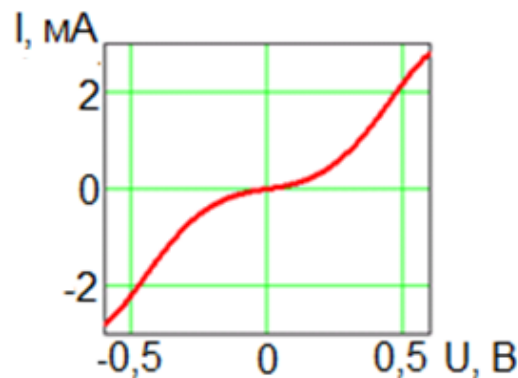


Рис. 2.7. Форма ВАХ контакту сталевих куль з окисленою поверхнею

Для дослідження впливу форми ВАХ нелінійних приладів і МОМ-структур на співвідношення рівнів НП в спектрі перетвореного сигналу скористаємося методом аппроксимируючих функцій.

Виконаємо апроксимацію ВАХ (рис. 2.6 і 2.7) поліномами n -го порядку для оцінки рівнів нових спектральних складових. Апроксимація передбачає формування системи з n рівнянь виду:

$$I(U)_n = a_1U + a_2U^2 + a_3U^3 + \dots + a_{n-1}U^{n-1} + a_nU^n, \quad (2.1)$$

де $a_1, \dots, a_n$ – коефіцієнти апроксимації.

Точність апроксимації ВАХ залежить від ступеня полінома. Як приклад в табл. 2.1 наведені максимальні відхилення аппроксимируючих кривих від експериментально отриманих даних (для напівпровідникового приладу в інтервалі 0,1 ... 0,9 номінального діапазону змін напруги, а для контакту окислених сталевих виробів відповідно 0,1 ... 0,5) [45].

Таблиця 2.1

Точність апроксимації в залежності від ступеня полінома

Точність	Для напівпровідникового приладу на прикладі діода типу 3A114A	Для контакту сталевих куль з окислем
$\pm 20\%$	$I(U) = 2,426U - 0,732U^2 + 16,413U^3 - 13,47U^4$	$I(U) = 3,22U + 3,887U^3$
$\pm 10\%$	$I(U) = 2,45U - U^2 + 17,5U^3 - 15,25U^4 + U^5$	$I(U) = 3,257U + 3,351U^3 + 1,568U^5$
$\pm 5\%$	$I(U) = 2,423U - 0,705U^2 + 16,311U^3 - 12,975U^4 - 1,089U^5 + 0,739U^6$	$I(U) = 3,256U + 3,3391U^3 + 1,615U^5$

Приймемо, що при моногармонічному впливі ЗС на НРс в навантаженні виникне напруга

$$U(t) = U_0 + U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (2.2)$$

де U_0 – напруга зсуву робочої точки знаходиться в область негативного диференціального опору (НДО), U_m – амплітуда наведеної напруги ЗС НР, ω_0 –

кругова частота ЗС НР, φ – початкова фаза. Підставивши (2.2) в (2.1) отримаємо апроксимуючі функції рівнів спектральних компонент на другій і третій гармоніках:

$$I_2^{A(\Pi)}(2\omega_0) = a_2 0,5U_m^2 + a_3 \cdot 1,5U_0U_m + a_4(3U_0^2U_m^2 + 0,5U_m^4) + a_5 \cdot 5(U_0^3U_m^2 + 0,5U_0U_m^4) \quad (2.3)$$

$$I_3^{A(\Pi)}(3\omega_0) = a_3 0,25U_m^3 + a_4U_0U_m^3 + a_5(2,5U_0^2U_m^3 + 0,312U_m^5), \quad (2.4)$$

де $a_2, \dots, a_5$ відповідають коефіцієнтам апроксимації ВАХ; індекси «А» и «П» позначають режими роботи НРс – активний і пасивний. Поняття НРс в «активному» стані має на увазі наявність внутрішніх джерел (елементів зміщення робочої точки), завдяки яким у багатьох випадках зміщені робочі точки напівпровідникових приладів, що входять до складу розсіювача. У разі, коли внутрішніх джерел немає, НРс розглядаються як «пасивні» [45].

На рис. 2.8 в якості прикладу для $U_0 = 0,2$ В і $U_m = 0,3$ В наведені розраховані по (2.7) і (2.8) рівні другої і третьої гармонік вторинного сигналу для розглянутих ВАХ напівпровідникового приладу і контакту сталевих виробів. У разі несиметричною характеристики, робоча точка знаходиться на нелінійній ділянці (криві I_2^A p-n і I_3^A p-n), рівень другої гармоніки перевищує рівень третьої на 20 ... 40 дБ. При відсутності зміщення робочої точки на ВАХ діода рівні другої і третьої гармонік при малих амплітудах індукваного сигналу «квазірівні» один одному (криві I_2^{Π} p-n і I_3^{Π} p-n) [45].

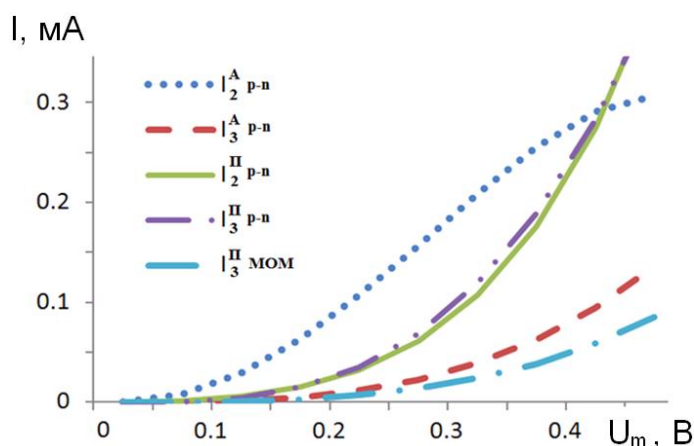


Рис. 2.8. Вплив амплітуди U_m на рівні гармонік

Для симетричною характеристики при нульовому зміщенні робочої точки маємо лише третю гармоніку (крива $I_3^{\Pi \text{ мом}}$). При неідеальній симетричності ВАХ для МОМ-структури рівень третьої гармоніки перевищить рівень другий на 10...30 дБ [45].

Таким чином, надійність виявлення та ідентифікації НРс по співвідношенню рівнів другої і третьої гармонік визначається формою ВАХ напівпровідникового приладу або МОМ-структури, амплітудою індукованого сигналу і зміщенням робочої точки. Для розглянутих ВАХ труднощі в ідентифікації матиме також місце при «квазірівності» гармонік розсіяного сигналу. У цих випадках оператор змушений вдаватися до додаткових методик ідентифікації [45].

Істотним недоліком вище наведених ситуацій є те, що розглядається лише ідеалізована (без викривлень) форма несиметричною ВАХ нелінійних приладів. Відомі схеми закладних пристроїв на базі тунельних діодів, ВАХ яких мають N-подібну форму. Актуальним стає дослідження впливу області з негативним диференціальним опором ВАХ тунельного діода на співвідношення рівнів гармонік в спектрі перетвореного сигналу, тобто на надійність виявлення та ідентифікації ЗП.

Як приклад, розглянемо два типи тунельних діодів, які використовують в схемах радіопередавальних пристроїв: Д951Б и АИ201А [67]. Виконавши апроксимацію полиномом п'ятого порядку їх ВАХ (рис. 2.9), за виразами (2.3) і (2.4) можемо розрахувати рівні другої і третьої гармонік перетвореного ними сигналу (2.2). При цьому врахуємо, що значення амплітуди індукованого в НРс сигналу U_m визначається ефективною площею розсіювання закладного пристрою і потужністю ЗС у розсіювача. Величина прийнятої ЗП потужності в процесі пошуку варіюється, що призводить до зміни U_m . При $U_m \leq 0,7$ В отримаємо залежності співвідношення рівнів другої і третьої гармонік від амплітуди наведеної напруги (рис. 2.10). Існують такі значення U_m , коли співвідношення рівнів гармонік менше (рівне) одиниці ($I_3 \geq I_2$), т.е. спостерігається інверсія ідентифікаційної ознаки НРс. Під інверсією ідентифікаційна ознака НРс

розуміємо можливість зміни співвідношення на протилежне між рівнями другої і третьої гармонік розсіяного сигналу.

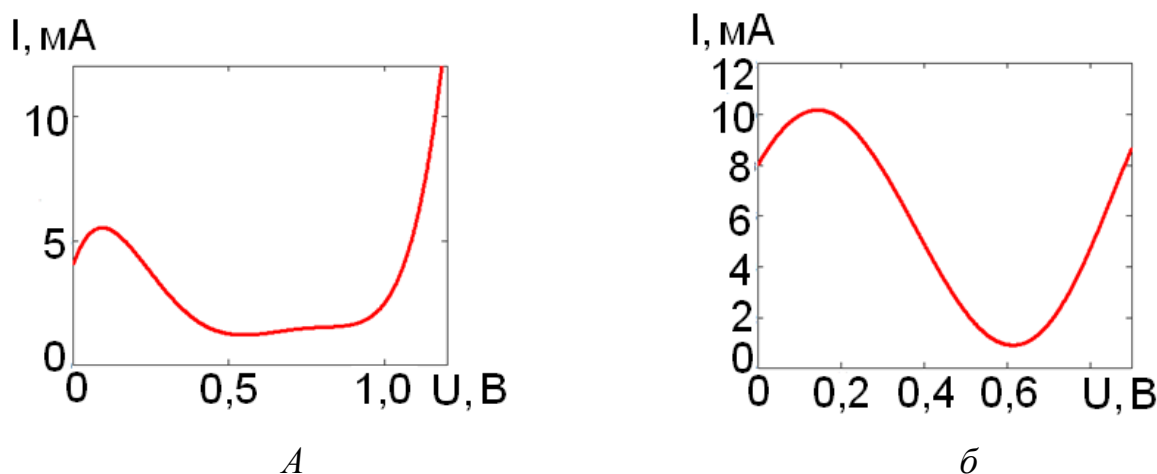


Рис. 2.9. ВАХ тунельних діодів: а) Д951Б, б) АИ201А

Таким чином, закладні пристрої на тунельних діодах, які знаходяться в режимі очікування або працюють на запис в пам'ять мікросхеми, мають низьку достовірність виявлення. Також ці пристрої здатні змінювати співвідношення на протилежне між рівнями спектральних складових розсіяного сигналу, що створює істотні труднощі у використанні нелінійного радіолокатора.

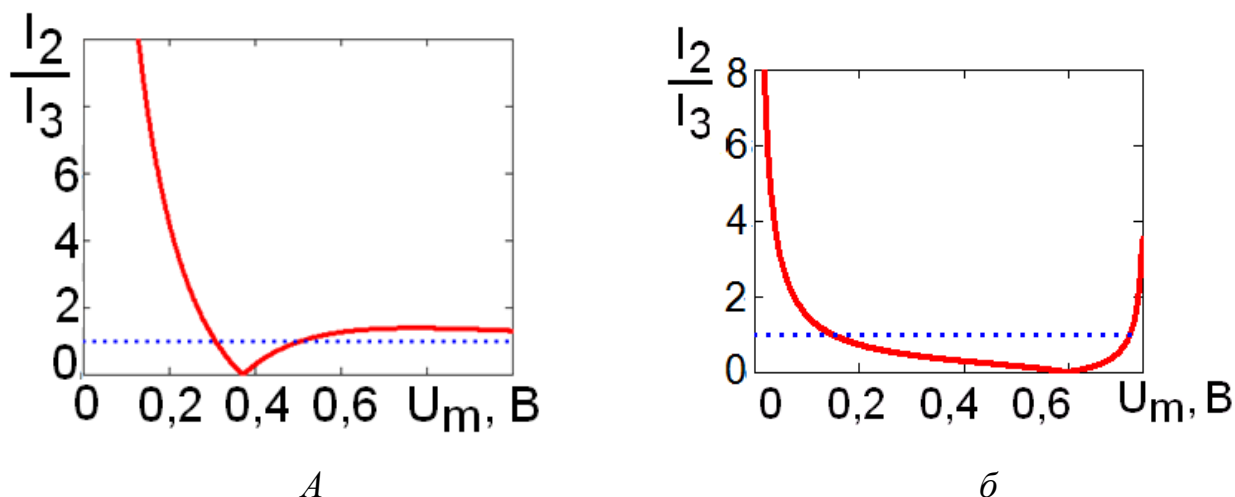


Рис. 2.10. Залежності I_2/I_3 від U_m при $U_0 = 0,35$ мВ: а) Д951Б, б) АИ201А

Проведемо дослідження на значній вибірці з 25 зразків різних типів тунельних діодів (табл. 2.2) [45]. Серед характеристик ВАХ виділимо ширину області НДО δU , максимальний екстремум (далі максимальний струм $I_{\max}$) і мінімальний екстремум (далі мінімальний струм $I_{\min}$). Значення ширини δU на

ВАХ розглянемо як різниця $\delta U = U_{B3} - U_{B1}$, де U_{B1} – напруга при $I_{\max}$, U_{B3} – напруга при $I_{\min}$.

Таблиця 2.2

Значення характеристик ВАХ тунельного діода

Тип діода	$I_{\min}$, мА	$I_{\max}$, мА	δU , мВ	Тип діода	$I_{\min}$, мА	$I_{\max}$, мА	δU , мВ
1И102А	0,3	1,5	8,4	ЗИ202Б	1,25	10	43,75
1И102Б	0,3	1,5	8,4	ЗИ202Д	2,5	20	70
АИ101И	0,83	5	8,64	ЗИ202Е	2,5	20	70
1И104А	0,375	1,5	7,84	ЗИ202Ж	3,75	30	78,75
АИ101Д	0,33	2	10,02	ЗИ202К	6,25	50	87,5
1И104К	0,54	2,7	6,72	ЗИ203А	1	10	54
1И104И	0,54	2,7	6,48	ЗИ203Д	2	20	72
ГИ103А	0,375	1,5	33,36	ЗИ203Г	2	20	72
ЗИ203Б	1	10	72	ЗИ203Ж	3	30	81
АИ101А	0,2	1	4,8	ЗИ203И	3	30	81
АИ101В	0,33	2	10,02	АИ201Ж	5	50	112,5
АИ101Е	0,83	5	29,19	АИ201И	5	50	112,5
ЗИ202А	1,25	10	43,75				

В табл. 2.2 представлені значення $I_{\min}$, $I_{\max}$ і δU . Використання кумулятивної статистичної функції дозволяє перевірити відповідність розподілу значень вибірки нормальному закону. Згідно нерівномірного розкиду точок щодо кумулятивних прямих на рис. 2.11, а, розподіл значень мінімальних і максимальних струмів строго не відповідає нормальному закону. З чого випливає, що вибірки $I_{\min}$ і $I_{\max}$ є неінформативними.

Згідно рівномірному розкиду точок щодо кумулятивної прямої на рис. 2.11, б, розподіл ширини області з негативним диференціальним опором δU відповідає нормальному закону. З чого випливає, що вибірка δU є інформативною, тому для аналізу форми ВАХ тунельного діода співвідношення $I_{\max}/I_{\min}$ можна прийняти постійним.

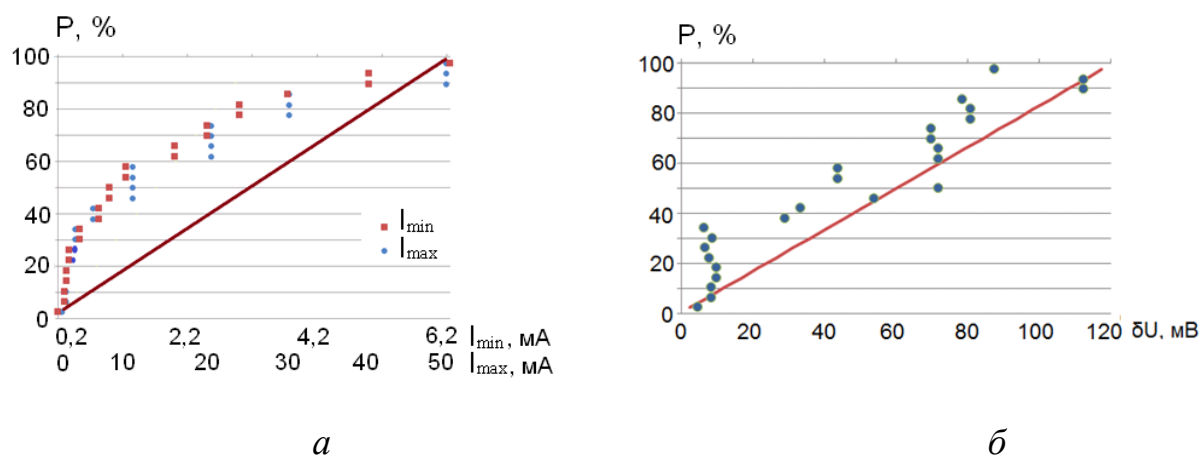


Рис. 2.11. Кумулятивні функції розподілу: а) $I_{\min}$ и $I_{\max}$ б) δU

Розглянемо в відносних координатах область ОДС, представивши її апроксимуючою функцією (рис. 2.12).

$$I_{\text{ВД}} = 0,5 \cdot (1 - \text{th}(k(\delta U_{\text{ВД}}) \cdot (U_{\text{ВД}} - 0,5))) \quad (2.5)$$

де $k(\delta U_{\text{ВД}}) = 640 \cdot 2^{-10 \cdot \delta U_{\text{ВД}}} \cdot \sin(\delta U_{\text{ВД}})$ – масштабуючий коефіцієнт, в межах $\delta U_{\text{ВД}} = 0,2 \dots 0,4$ похибка не перевищує 1%. Застосувавши к (2.5) розкладання Тейлора п'ятого порядку і підставивши в якості змінної функцію (2.2) в відносних значеннях, отримаємо вирази для рівнів другої і третьої гармонік – $I_2(U_{\text{ВД}}, U_{0\text{ВД}}, U_{m\text{ВД}})$ и $I_3(U_{\text{ВД}}, U_{0\text{ВД}}, U_{m\text{ВД}})$ (див. у Додаток 1).

На рис. 2.16 наведено рівні другої і третьої гармонік в залежності від ширини НДО і амплітуди наведеного сигналу при $U_{m\text{ВД}} \geq \delta U_{\text{ВД}}$. Згідно малюнку видно, що сама по собі область ОДС не призводить до порушення нерівності $I_2 \geq I_3$.

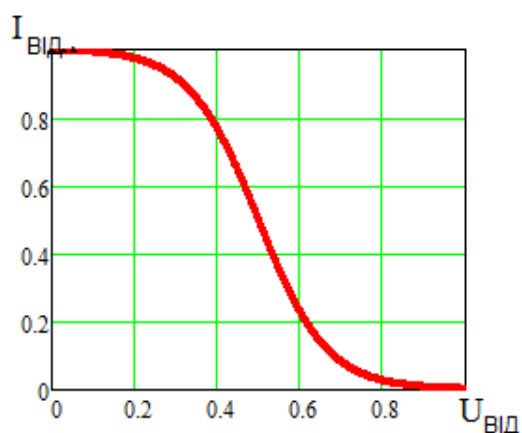


Рис. 2.12. Область НДО, $\delta U_{\text{ВД}} = 0,8$

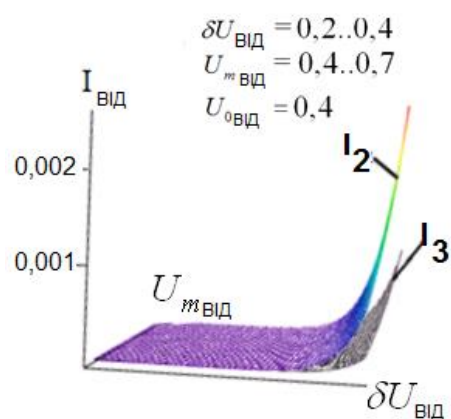


Рис. 2.13. Рівні другий і третьей гармонік

Скористаємося нормованою апроксимуючою функцією N-подібної форми ВАХ тунельного діода

$$I_{\text{ВД}} = (1,5 \cdot \alpha^2 + 2,9) \cdot \sin^3(\beta \cdot U_{\text{ВД}}) - 3 \cdot \sin^2(\beta \cdot U_{\text{ВД}}) + 0,5, \quad (2.6)$$

підбіраною і масштабованою через наведені параметри α і β таким чином, щоб охопити всі можливі співвідношення між шириною області з негативною нелінійністю $\delta U_{\text{ВД}}$ і крутизною області з позитивною нелінійністю $K_{\text{ВД}}$ (див. рис. 2.14) [45].

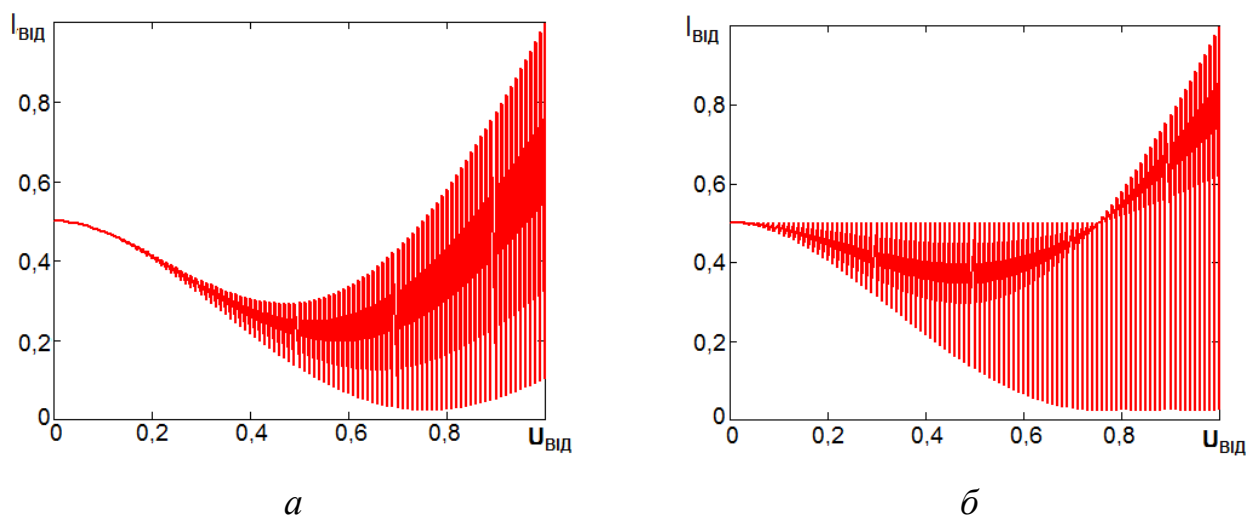


Рис. 2.14. Множина нормованих апроксимуючих функцій N-подібної форми ВАХ тунельного діода: а) $\alpha = 0..1$, $\beta = 1$; б) $\alpha = 0..1$, $\beta = 0..1$

Згідно рис. 2.14, а, при $\alpha = \text{var}$ і $\beta = \text{const}$ змінюються значення ширини області з негативною нелінійністю і крутизни області з позитивною нелінійністю, при цьому співвідношення між цими характеристиками кривої залишається постійним. Параметр α характеризує «розтягнення» нормованої кривої ВАХ уздовж осі $U_{\text{ВД}}$. У разі зміни обох параметрів α і β (рис. 2.14, б) зміна відбивається не тільки в значеннях $\delta U_{\text{ВД}}$ і $K_{\text{ВД}}$, але і в їх співвідношенні $\delta U_{\text{ВД}}/K_{\text{ВД}}$. Параметр β характеризує ступінь відмінності між значеннями крутизни двох областей з позитивною і негативною нелінійностями.

Розклавши вираз (2.6) в ряд Тейлора п'ятого порядку і підставивши $|U_{\text{ВД}}| = |U_{0\text{ВД}} + U_{m\text{ВД}} \cdot \cos(\omega t)| \leq 1$, отримаємо вирази для наведених рівнів другої і третьої гармонік:

$$\begin{aligned}
I_{2\text{ВІД}} = & -1,5 \cdot U_{m\text{ВІД}}^2 \cdot \beta^2 + 1,5 \cdot U_{0\text{ВІД}} \cdot U_{m\text{ВІД}}^2 \cdot \beta^3 \cdot (1,5 \cdot \alpha^2 + 2,9) + \beta^4 \times \\
& \times \left(3 \cdot U_{0\text{ВІД}}^2 \cdot U_{m\text{ВІД}}^2 + 0,5 \cdot \frac{U_{m\text{ВІД}}^4}{8} \right) - \beta^5 \times \\
& \times \frac{(1,5 \cdot \alpha^2 + 2,9)}{2} \cdot (5 \cdot U_{0\text{ВІД}}^3 \cdot U_{m\text{ВІД}}^2 + 2,5 \cdot U_{0\text{ВІД}} \cdot U_{m\text{ВІД}}^4), \\
I_{3\text{ВІД}} = & 0,25 \cdot U_{m\text{ВІД}}^3 \cdot \beta^3 \cdot (1,5 \cdot \alpha^2 + 2,9) + \beta^4 \cdot U_{0\text{ВІД}} \cdot U_{m\text{ВІД}}^3 - \\
& - \beta^5 \cdot \frac{(1,5 \cdot \alpha^2 + 2,9)}{2} \cdot \left(2,5 \cdot U_{0\text{ВІД}}^2 \cdot U_{m\text{ВІД}}^3 + \frac{5}{16} \cdot U_{m\text{ВІД}}^5 \right). \quad (2.7)
\end{aligned}$$

Прийнявши за константи $U_{m\text{ВІД}} = 1$ і $U_{0\text{ВІД}} = 0,5$ у виразах (2.7), побудовано залежність співвідношення рівнів третьої і другої гармонік сигналу відгуку від параметрів α і β (рис. 2.15).

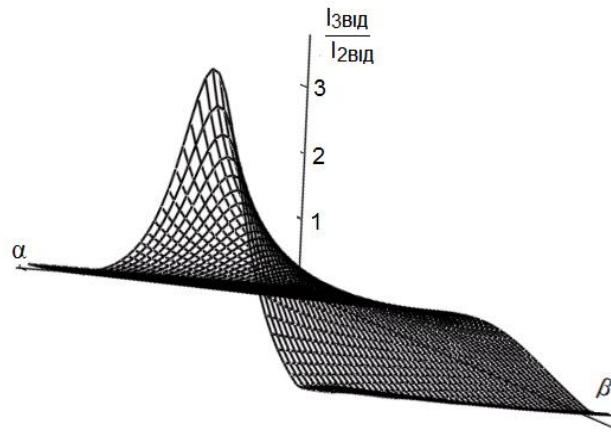


Рис. 2.15. Залежність співвідношення $I_{3\text{ВІД}}/I_{2\text{ВІД}}$ від параметрів α и β

Згідно рис. 2.15, існують значення параметрів α і β , при яких $I_3/I_2 \geq 1$. Тому, змінні α і β характеризують не тільки форму ВАХ тунельного діода, але і достовірність ідентифікаційної ознаки НРс на його базі в цілому. Залежність $N(\alpha, \beta) = I_3(\alpha, \beta)/I_2(\alpha, \beta)$ є функцією достовірності ідентифікації НРс по співвідношенню рівнів кратних гармонік. Згідно рис. 2.15, для ЗП на тунельному діоді, коли робоча точка знаходиться на негативній гілці ВАХ напівпровідникового приладу ($U_{0\text{ВІД}} = 0,5$) і амплітуда наведеного сигналу

порівняння (або перевищує) з шириною області НДО ($U_{m\text{ВД}} = 1$), $N(\alpha, \beta) > 1$ при $\alpha = 0,88..1$ і $\beta = 0,46..0,64$ (ідентифікація НРС ненадійна). Для ВАХ діода АИ201А (рис. 2.9) $\alpha = 0,72..1$ і $\beta = 0,45..0,67$, інверсія ідентифікаційної ознаки на цьому діоді буде при зсуві робочої точки на негативну гілку ВАХ і перевищує ширину області НДО амплітуді зондируючого сигналу [45].

Прийнята теорія ідентифікації розсіювачів в нелінійної радіолокації по співвідношенню рівнів кратних гармонік не враховує можливих деформацій форми вольт-амперної характеристики (ВАХ) нелінійних приладів. Прикладом служить реакція на зондуючий сигнал закладних пристроїв (ЗП) на базі тунельних діодів, ВАХ яких мають N-подібну характеристику. Ефективність використання нелінійного радіолокатора (НР) при виявленні ЗП на тунельних діодах може бути незадовільною. Це пов'язано з явищем інверсії в співвідношенні рівнів гармонік розсіяного сигналу. Дослідження впливу форми ВАХ тунельного діода на надійність ідентифікації ЗП передбачає введення аппроксимуєчих безрозмірних коефіцієнтів α і β . Нові змінні характеризують не тільки форму кривої, але і достовірність ідентифікації ЗП за співвідношенням рівнів гармонік демаскуючої сигналу в цілому. Методика аналізу ідентифікаційної ознаки розсіювачів по співвідношенню рівнів кратних гармонік за допомогою параметрів α і β дозволяє розробити алгоритми мінімізації ненадійних режимів роботи НР, що істотно підвищення ефективність на пошукових заходах.

2.3 Явище інверсії у співвідношенні рівнів гармонік спектру розсіяного нелінійним об'єктом сигналу відгуку

Дослідження дальності виявлення НРС в нелінійної радіолокації вимагає використання єдиного імітатора ЗП. Таким імітатор створюється базі плоскої двузаходової спіральної антени з напівпровідниковим діодом в навантаженні. Імітатор, будучи широкосмуговим, перевипромінює сигнал відгуку з великим коефіцієнтом сигнал/шум і забезпечує об'єктивність в порівнянні ефективностей використання різних типів НР.

Умовою виходу на максимальну дальність виявлення ЗП в нелінійної радіолокації є обмеження рівня потужності ЗС. Так, з віддаленням об'єкта пошуку від НР при фіксованій чутливості його приймального пристрою, збільшення щільності потоку потужності ЗС може привести до електричного або теплового пробою напівпровідникових структур в складі НРС.

Значення максимально можливого рівня потужності ЗС, що впливає на НРС (при фіксованій чутливості приймача), визначається при досягненні компромісу між мінімізацією ймовірності пробою напівпровідникових елементів в НРС і максимізацією дальності дії НР по виявленню цілі.

Під час зондування широкосмугового імітатора ЗП спостерігаються деформації вольт-амперної характеристики (ВАХ) напівпровідникового діода, що відбивається на зменшенні нелінійної ефективної поверхні розсіювання НРС.

Деформація ВАХ напівпровідникового діода під час зондування пов'язана в першу чергу з дисипацією енергії ЗС, що призводить до ефекту розігріву вільних носіїв заряду в НВЧ поле. Явище дисипації призводить до порушення рівноважного стану напівпровідникової структури шляхом її розігріву на температуру ΔT . Сприйнятливість напівпровідникового діода в складі імітатора ЗУ до деформації ВАХ визначимо виразом

$$Z = \frac{(T_0 + \Delta T) / T_0}{(P_0 + \Delta P) / P_0}, \quad (2.8)$$

де T_0 – температура при нормальних умовах, P_0 – максимальний рівень потужності ЗС НР, що не приводить до деформації ВАХ діода, ΔP – приріст рівня потужності ЗС НР. Нехай $\gamma = \frac{T_0}{T_0 + \Delta T}$, γ – ступінь близькості до рівноважного стану, внутрішній параметр напівпровідникової структури, що характеризує відхилення її стану від рівноважного під впливом зовнішніх факторів, $\gamma_{\max} = 1$, $\gamma_{\min}$ обмежена тепловим пробоєм [47].

Поставимо метою виявити ступінь сприйнятливості НРС до рівня потужності ЗС НР ($\gamma(P)$).

На рис. 2.16 представлено експериментально отримані деформовані ВАХ діода типу 2А604А в складі широкосмугового імітатора ЗП. В експерименті використовувався НР типу «NR-μ» [94], імітатор був розміщений на відстані 0,5 м від випромінювача, реєстрація ВАХ з виходів СВЧ діода виконувалася за допомогою МВУ8. При діючій потужності в діапазоні 50-500 мВт на ВАХ з'являється область з негативним диференціальним опором. Криві сімейства ВАХ на рис. 2.16 можна вважати подібними, якщо в подібних точках виконується умова

$$I(P_k, U_j) = \chi_k(P_k) I(P_0, U_j) \quad (2.9)$$

для будь-якого дискретного значення U_j (k, j – цілі числа). Тут $\chi_k(P_k)$ – функція подібності; $I(P_k, U_j)$ – деформація кривої при потужності P_k ; $I(P_0, U_j)$ – базисна крива при потужності P_0 . Середні значення функції подібності є

$$\langle \chi_k(P_k) \rangle = \frac{\sum_{j=1}^n \{I(P_k, U_j)\}^2}{\sum_{j=1}^n I(P_0, U_j) I(P_k, U_j)},$$

де n – ціле число. Підстановка $\langle \chi_k(P_k) \rangle$ в (2.9) дає "усереднену деформацію" кривих $\langle I(P_k, U_j) \rangle$, приведених до базисної кривої. Похибка визначається оцінкою наявності подібності кривих за методикою в [51].

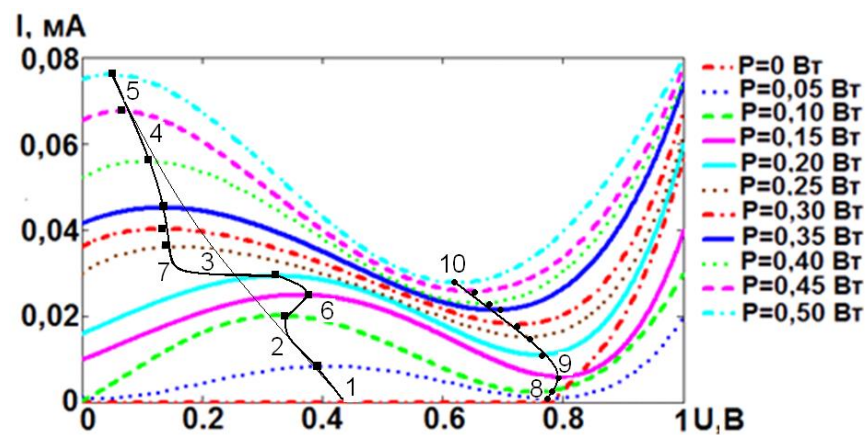


Рис. 2.16. Деформовані ВАХ при різних рівнях впливає потужності ЗС НР

Перевірка на подібність деформованих кривих ВАХ показала відсутність єдиної базисної кривої, причинами чого є:

- переміщення екстремумів кривих з ростом потужності ЗС траєкторія: 1-2-6-3-7-4-5 на рис 2.17
- траєкторія максимумів, 8-9-10 - траєкторія мінімумів (рис. 2.17);
- зміни крутизни областей ВАХ в залежності від рівня потужності ЗС НР

(рис. 2.17, де N – крутизна області НДО, крутизни $S1$, $S2$ відповідають ділянкам до і після області НДО відповідно).

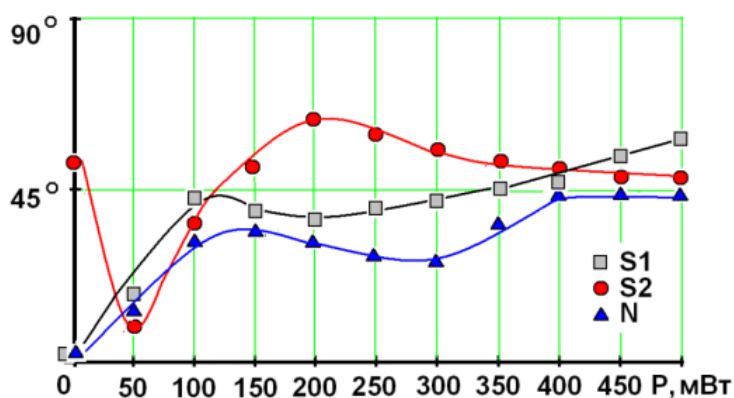


Рис. 2.17. Крутизни областей ВАХ з ростом рівня потужності ЗС НР

Пошук функціональної залежності $\gamma(P)$ припускає знаходження апроксимуючої функції сімейства деформованих кривих ВАХ. Використовуємо нормовані експериментальні дані, оскільки нормована апроксимуюча функція (НАФ) матиме універсальність застосування при аналізі деформованих ВАХ для інших типів діодів. НАФ наводиться за максимальним значенням, її змінними є: U_{nr} – нормоване напруга напівпровідникового приладу, змінюється в інтервалі $0 \div 1$, γ_{ct} – наведена ступінь близькості до рівноважного стану, змінюється в інтервалі $0 \div 1$, $\gamma_{ct} = (\gamma - \gamma_{min}) / (\gamma_{max} - \gamma_{min})$ [47].

2.4 Розсіюючі МОМ-структури у нелінійній локації.

Перевага НР в порівнянні з детектором поля і аналізатором спектру полягає в можливості виявляти радіоелектронні пристрої (РЕП), які не випромінюють демаскуючі електромагнітні поля. Шукане РЕП для НР є "електронним" нелінійним розсіювачем (НРс) з еквівалентною антеною структурою і нелінійними навантаженнями у вигляді напівпровідникових елементів. Зондування НР нелінійних розсіювачів здійснюється моногармонічним або імпульсним НВЧ сигналом. У процесі опромінення зондуючим сигналом (ЗС) об'єкта пошуку в простір випромінюються нелінійні продукти (НП) сигналу

відгуку (СВ), наприклад кратні гармоніки. Виявлення за допомогою НР "значущих" за рівнем НП свідчить про ймовірну наявність РЕП в досліджуваному просторі. Простір пошуку РЕП часто містять "природні" НРС корозійного походження типу "метал-окисел-метал" (МОМ-структури). Зондуючі МОМ-структури також випромінюють НП в спектрі СВ, тим самим ускладнюють виявлення шуканих об'єктів [46].

Підвищення ефективності використання НР в умовах розсіювачів корозійного походження передбачає завдання порогових рівнів прийнятих кратних гармонік Q_i і їх співвідношення $L_{i,j}$ (i, j – номери гармонік, $i, j = 2, 3, \dots$, $i \neq j$, $L_{2,3}$ далі просто L). Величина L може служити критерієм вірною ідентифікації НРС, особливо при зондуванні середовища "малопотужними" НР. вибір значення L вимагає раціонального задоволення двом вимогам: підвищення ефективності виявлення та ідентифікації РЕП і зменшення ймовірності їх пропуску в разі "малої" НЕПР. Тому актуальним стає доцільність завищення граничного співвідношення L для підвищення надійності НР у виявленні РЕП з "малої" НЕПР в умовах розсіючої МОМ-структури.

Прояв ефекту нелінійного розсіювання радіохвиль опроміненими МОМ-структурами характерно в місцях контактів металізованих поверхонь, ослаблених з'єднанням металевих деталей і т. п. Тонку плівку окислу в місці контакту металевих поверхонь можна вважати діелектриком або високоомним напівпровідником. При досить малій товщині плівки окислу (менше кількох десятків ангстрем) основним механізмом перенесення носіїв заряду через контакт металів, розділених такою плівкою, як правило, є тунельний ефект. У разі контакту металів для напруг менше 1 В вольт-амперна характеристика МОМ-структури описується виразом:

$$I = (U + \beta U^3) / R_0,$$

де U – різницю потенціалів на контакті, I – тунельний струм через контакт, β – коефіцієнт нелінійності, $R_0 = \rho_0 / a_T$ – початковий (при $U = 0$) опір контакту, ρ_0 – питомий опір контакту, a_T – площа контакту. Величини ρ_0 і β визначаються

висотою бар'єру ϕ_0 , товщиною діелектричної плівки s і величиною відносної діелектричної проникності окислу ε [46, 107]. Зі зміною s або ϕ_0 величина ρ_0 вдвічі зміниться на кілька порядків, а коефіцієнт β несуттєво. Коефіцієнт нелінійності прагне до 1 (В^{-2}) при значеннях $s=(10-30) \text{ \AA}$ і $\phi_0=(1-2) \text{ В}$.

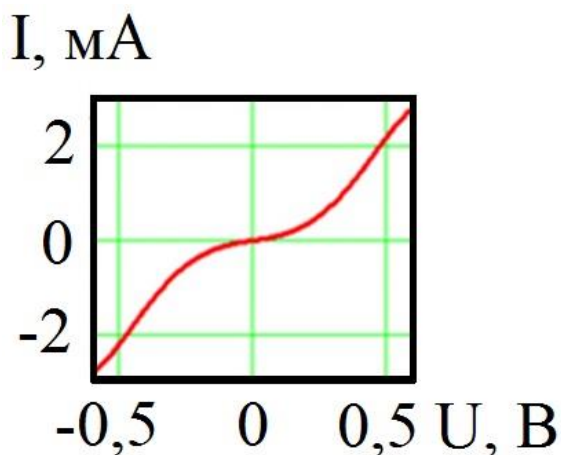


Рис. 2.18. ВАХ контакту сталевих куль з окисленою поверхнею

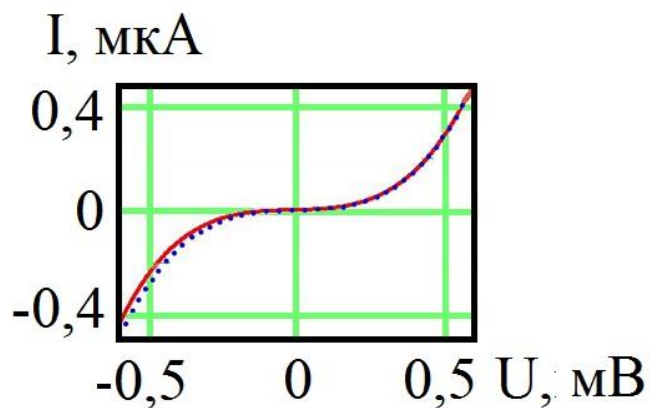


Рис. 2.19. ВАХ контакту Ni-Au з квазіявною асиметрією (суцільна лінія)

Аналіз ВАХ МОМ-структур з неоднакових металів також ґрунтується на теорії тунелювання. У роботах [130] експериментально підтверджено передбачення теорії ефекту тунелювання для точкових МОМ-діодів на контакті різних металів. На рис. 2. 19 наведено приклад ВАХ МОМ-діода з площею окисної плівки $2 \cdot 10^{-12} \text{ м}^2$. Для вольтамперних характеристик МОМ-діодів в залежності від товщини окислу та його властивостей характерна асиметричність (на рис. 2.19 ця асиметрія - квазіявна).

Кожна гілка ВАХ МОМ-структури (пряма і зворотна) характеризується нелінійним ділянкою і точкою перегину. Якщо напруги, відповідні точкам перегину двох гілок ВАХ U_1 і U_2 , рівні по модулю і протилежні за знаком, то маємо симетричну характеристику. В іншому випадку ВАХ асиметрична. У свою чергу асиметрична ВАХ МОМ-структури може мати позитивну або негативну асиметрію.

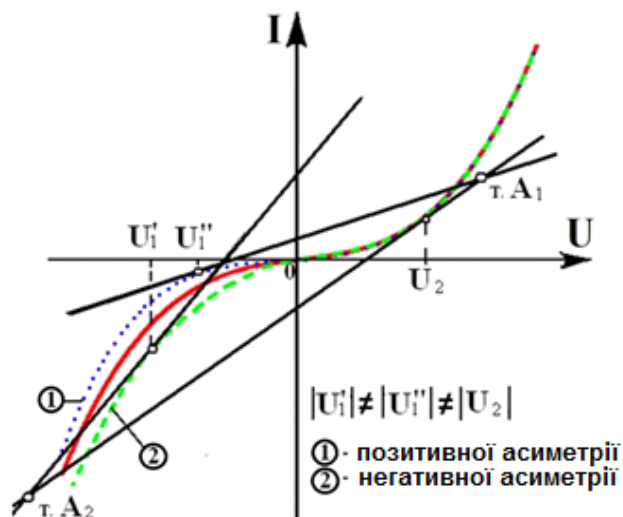


Рис. 2.20. Визначення позитивної та негативної асиметрії ВАХ

Вид асиметрії ВАХ визначає місце розташування точки перетину дотичних при U_1 і U_2 . Якщо точка перетину розглянутих дотичних випадків в області $U > 0$ і $I > 0$ (точка A_1 на рис. 2.20), то маємо позитивну асиметрію. Знаходження точки в області $U < 0$ і $I < 0$ свідчить про негативну асиметрію (точка A_2 на рис. 2.20). Тип асиметрії для контакту одних і тих же металів може бути різним. Експериментально виявлено на прикладі контактів між металами Al, Cr, Ni (ці матеріали легко окислюються на повітрі при температурі навколишнього середовища або злегка підвищених температурах), що асиметрія визначається товщиною і площею окису. Це пов'язано з тим, що при утворенні на металах досить товстих оксидних шарів, ефективність тунелювання може істотно знизиться. Наприклад, структура Al-Al₂O₃-Al може мати яскраво виражену (явна) асиметрію ВАХ двох типів [46, 100, 107].

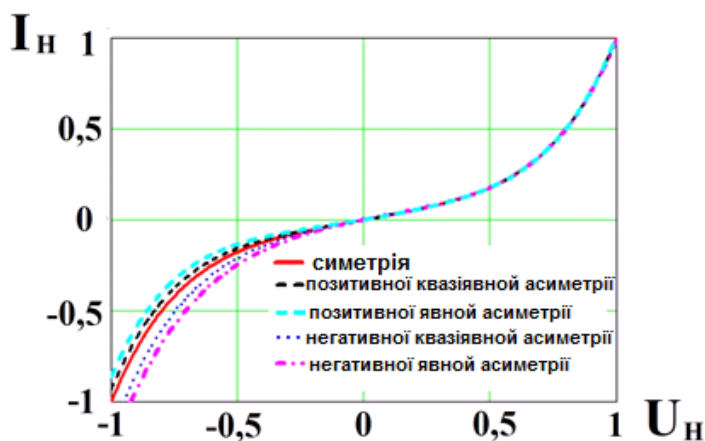


Рис. 2.21. Сімейство форм нормованих ВАХ для МОМ-структур

На рис. 2.21 представлено нормоване сімейство ВАХ МОМ-структур, що складається з симетричною і асиметричних кривих з квазіявною і явною асиметрією.

Для дослідження впливу форми ВАХ МОМ-структур на співвідношення рівнів НП в спектрі перетвореного сигналу скористаємося методом аппроксимуєчих функцій.

Виконаємо апроксимацію ВАХ на рис. 2.21 поліномами n -го порядку для оцінки рівнів нових спектральних складових при впливі наведеного ЗС напруги. Апроксимація передбачає формування системи з n рівнянь виду:

$$I(U_H)_n = a_1 U_H + a_2 U_H^2 + a_3 U_H^3 + \dots + a_{n-1} U_H^{n-1} + a_n U_H^n, \quad (2.10)$$

де $a_1, \dots, a_n$ – коефіцієнти апроксимації [91].

Точність апроксимації ВАХ залежить від ступеня полінома, його великий порядок може призводити до виникнення осциляції аналітичних функцій, тому обмежимося 5-й ступенем.

У табл. 2.3 представлені коефіцієнти апроксимації форм нормованих ВАХ на рис. 2.21.

Таблиця 2.3

Коефіцієнти апроксимації ВАХ МОМ-структур

Форми ВАХ МОМ-структур	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5
Симетрична	0,256	0,000	0,279	0,000	0,465
З квазіявною позитивною асиметрією	0,246	0,045	0,224	-0,009	0,498
З явною позитивною асиметрією	0,237	0,090	0,169	-0,019	0,530
З квазіявною негативною асиметрією	0,267	-0,058	0,369	-0,031	0,450
З явною негативною асиметрією	0,284	-0,137	0,461	-0,006	0,388

Приймемо, что при моногармоничному впливі ЗС на МОМ-структуру виникає напруга

$$V(t) = U_{mH} \cdot \cos(\omega_0 t + \theta), \quad (2.11)$$

де U_{mH} – нормованна амплітуда наведеної напруги ЗС НР, ω_0 – кругова частота ЗС НР, θ – його фаза. З використанням (2.16) і (2.15) отримаємо

апроксимуючі функції рівнів спектральних компонент на другий і третій гармоніках:

$$I_2(2\omega_0) = a_2 0,5U_{mH}^2 + a_4 0,5U_{mH}^4, \quad (2.12)$$

$$I_3(3\omega_0) = a_3 0,25U_{mH}^3 + a_5 0,312U_{mH}^5, \quad (2.13)$$

де $a_2 \dots a_5$ – коефіцієнти апроксимації ВАХ.

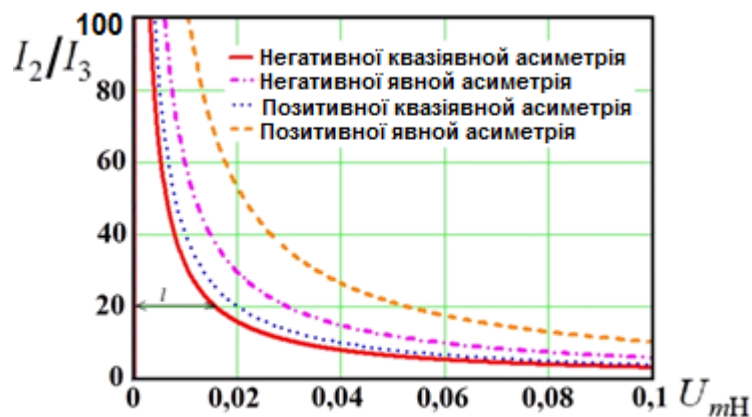


Рис. 2.22. Розподіл співвідношення рівнів гармонік в залежності від індукованого сигналу

Згідно з виразами (2.12) і (2.13) розраховані для різних форм ВАХ МОМ-структур співвідношення рівнів другої і третьої гармонік (I_2/I_3) в залежності від нормованої амплітуди індукованої напруги ЗС НР (рис. 2.22). При цьому розглянемо найгірший випадок – зондування малопотужним сигналом, коли нормована амплітуда наведеної напруги ЗС U_{mH} не перевищує значення 0,1 відносно $|U_H| = 1$. По кожному дискретному значенню порогового співвідношення L розраховані значення максимальної частоти помилкової ідентифікації МОМ-структур відповідно з виразом $\psi_q(L) = [l_q(L)/0,1] \cdot 100\%$, де l_q – ширина діапазону U_{mH} , в якому $I_2/I_3 \geq L$, q – порядковий номер відповідної форми ВАХ, ($q = \overline{1,4}$). Імовірність вірною ідентифікації РЕП в умовах МОМ-структур при зондуванні малопотужним сигналом з урахуванням порогового співвідношення L дорівнює $p_q(L) = [100 - \psi_q(L)]\%$ [46].

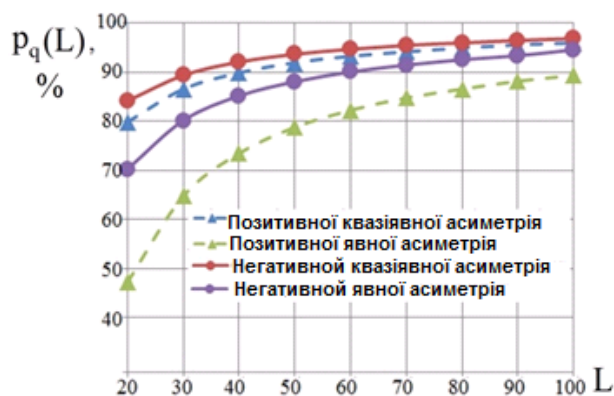


Рис. 2.23. Розподіл $p_q(L)$ в умовах MOM-структур з різними типами форм ВАХ при зондуванні малопотужним сигналом

На рис. 2.23 наведений розподіл $p_q(L)$ для MOM-структур з різними типами форм ВАХ. З рис.2.23 видно, що найбільші труднощі при вірній ідентифікації РЕП створюють в досліджуваному просторі MOM-структури з явною асиметрією ВАХ двох типів. Особливо це має місце при попаданні таких корозійних утворень у зону дії бічних пелюсток передавальної антени НР (приклад зондування малопотужним сигналом) [46, 47]. В такому випадку підвищити надійність НР можна лише великим зниженням рівнів побічних випромінювань передавальної антени, оскільки саме по собі завищення граничного співвідношення L призведе до зростання ймовірності пропуску РЕП. Для MOM-структур з квазіявними асиметріями ВАХ двох типів надійність НР забезпечується вибором оптимального порогового співвідношення L .

2.5 Заключення по розділу

Для симетричного вібратора з нелінійним навантаженням, характеристики якого не залежать від рівня потужності ЗС, ефективний радіус розсіювання складових сигналу відгуку не змінюється в зоні Фраунгофера при варіюванні рівня потужності ЗС, тобто суттєвим є вплив відносно великого рівня НВЧ потужності на спотворення характеристик нелінійної структури та, як наслідок, на ефекти розсіювання складових СВ напівпровідникових НРс.

Дослідження впливу форми ВАХ тунельного діода на надійність ідентифікації ЗП передбачає введення апроксимуючих безрозмірних коефіцієнтів α і β . Нові змінні характеризують не тільки форму кривої, але і

достовірність ідентифікації ЗП за співвідношенням рівнів гармонік демаскуючої сигналу в цілому. Методика аналізу ідентифікаційної ознаки розсіювачів за співвідношенням рівнів кратних гармонік за допомогою параметрів α і β дозволяє розробити алгоритми мінімізації ненадійних режимів роботи НР, що істотно підвищує ефективність пошукових заходів.

Асиметрія ВАХ приладів спостерігається двох типів - позитивної і негативної, може мати явний і квазіявний прояв. Вибір оптимального порогового співвідношення гарантує достовірність використання НР при виявленні МОМ-структур з квазіявними асиметрами ВАХ двох типів. У разі МОМ-структур з явною асиметрією ВАХ двох типів забезпечення належної ефективності використання НР вимагає істотного зниження рівнів побічних випромінювань побічних пелюстків передавальної антени.

3. ІМІТАЦІЯ ЯВИЩА ІНВЕРСІЇ В СПІВВІДНОШЕННІ РІВНІВ ГАРМОНІК СПЕКТРУ РОЗСІЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИМ ОБ'ЄКТОМ СИГНАЛА ВІДГУКУ

3.1 Типи і особливості використання імітаторів закладних пристроїв в нелінійної радіолокації

В патенті US 3.631.484 «Система гармонічного пошуку» Сполучених Штатів Америки за 28 грудня 1971 року розглядається метод пошуку об'єктів на основні ефекту Доплера. Особливістю патенту є те, що в ньому приведені міркування щодо імітатора закладного пристрою. В патенті імітатор ЗП являє собою напівпровідниковий діод, який паралельно з джерелом змінного струму. В патенті US 6.897.777 «Детектор нелінійних переходів» Сполучених Штатів Америки за 24 травня 2005 року розглядаються конструктивні особливості конкретного імпульсного нелінійного радіолокатора, що здатен приймати другу та третю перевипромінювання гармоніки. В якості імітатора ЗП для даного нелінійного радіолокатора виступає запатентована під номером US 3.098.973 в США 23 липня 1963 року «Активна антена з нелінійним елементом». Сертифікація нелінійних радіолокаторів передбачає за багатьох показників, яких є максимальна відстань виявлення об'єкта пошуку. Необхідна об'єктивність порівняння зразків нелінійних радіолокаторів за цим показником вимагає впровадження єдиного імітатора НРс. Начальний калібрувальний розсіювач, відносно якого виконується налаштування в «польових» умовах конкретного НР, у більшості випадків є резонансним та налаштованим на частоту ЗС НР. Таким чином, він ефективно поглинає енергію зондуючого сигналу певного НР і перевипромінює достатньо вагомі за рівнем нелінійні продукти у порівнянні з випромінюваннями вузькосмугових сторонніх джерел та спектральних складових відгуків МОМ-структур.

Перспективними в якості антенних структур імітатора НРс є спіральні антени, оскільки вони є широкосмуговими та мають еліптичну поляризацію [14].

Плоскі спіральні антени (ПСА) виконуються зі спіралей двох видів: рівнокутних логарифмічних і арифметичних (архімедових). Гілки спіралей

можуть бути або провідниками, розташованими на діелектричній основі, або виконуватися у вигляді щілин в провідній площині. Зазвичай плоскі спіралі мають дві гілки і залежно від фазових співвідношень в точці збудження можуть працювати в двох режимах: направленому і ненаправленому випромінюванні. Якщо дві гілки спіралі збуджуються в протифазі, то виникає режим осьового випромінювання, при якому головна пелюстка діаграми спрямованості розташована уздовж осі спіралі. Режим ненаправленого випромінювання, при якому поле максимальне в площині спіралі, має місце при синфазному збудженні її гілок.

Аналіз роботи плоскої антени, виконаної з архімедової спіралі, базується на твердженні, що її випромінювання визначається в основному тим витком, де струми в суміжних елементах спіралі майже синфазні. За межами основного випромінюючого витка існують додаткові витки, параметри яких кратні параметрам основного. При зміні довжини хвилі основний випромінюючий виток автоматично переміщується уздовж радіуса спіралі, зберігаючи постійність своєї електричної довжини.

Спіральні антени з коефіцієнтом перекриття по частоті від 1,5 до 10 дозволяють формувати односпрямовані ДС шириною ($90^\circ \dots 180^\circ$) з коефіцієнтом спрямованої дії (КСД) (2...8).

Для ПСА вхідний опір і розподіл струму на провідниках розраховується із застосуванням методу узагальнених наведених ЕРС. Для аналізу поляризаційної структури поля випромінювання ПСА використовується метод векторного потенціалу [7; 8]:

$$A = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V J G(R) dV,$$

де A — векторний потенціал у довільній точці спостереження, який визначається на підставі відомого (попередньо обчисленого) розподілу збуджуючого струму; J — вектор комплексної амплітуди об'ємної щільності стороннього електричного струму; $G(R) = \exp(-jkR)/R$ — функція Гріна для вільного простору; R — відстань між точками спостереження та інтегрування; V

— об'єм, заповнений струмами випромінюючої системи; k — хвильове число; μ_0 — абсолютна магнітна проникність середовища [44, 48].

Для поляризаційних досліджень двозаходової ПСА використовуються два методи, які визначені видом розкладання електромагнітної хвилі: на дві хвилі з ортогональними лінійними поляризаціями і на дві хвилі з круговими поляризаціями протилежного напрямку обертання [14].

Розглянемо в якості антенної структури імітатора НРс двозаходову ПСА з нелінійним навантаженням. Для проведення розрахунків обрано діапазон частот (0,8...3) ГГц. Двозаходова ПСА з максимальним радіусом 26 мм, виконана з фольгованого текстоліту і навантажена на діод типу КД-522А в точках А і В (рис. 3.1) [47; 48].

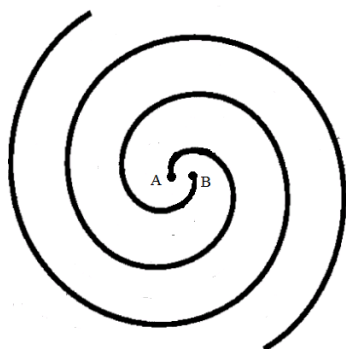


Рис. 3.1 — Імітатор НРс на базі плоскої двозаходової спіральної антени

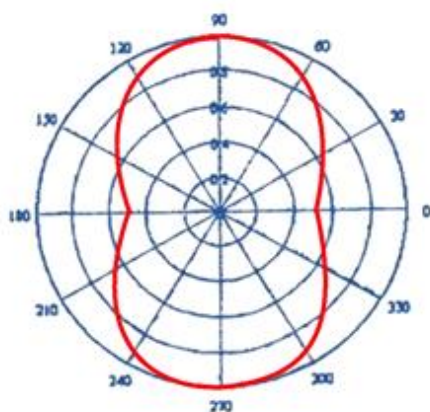


Рис. 3.2 — ДС ПСА, розрахована в наближенні заданого струму в Matchcad 13 для частоти 1 ГГц

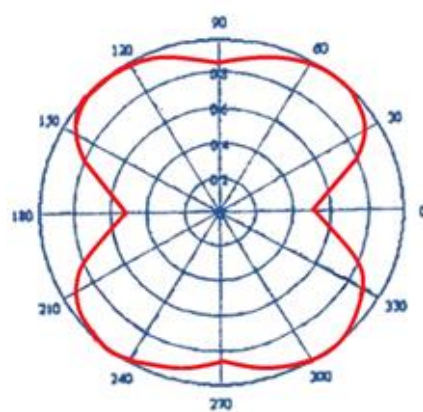


Рис. 3.3 — ДС ПСА, розрахована в наближенні заданого струму в Matchcad 13 для частоти 2 ГГц

Геометричні параметри випромінюючої структури: кількість входів — 2; початковий радіус (22...26) мм; кількість витків 2...3. У смузі частот (0,8...3) ГГц діаграма спрямованості зазнає змін (рис. 3.2, 3.3). Коефіцієнт спрямованої дії на частоті 1 ГГц становить (6,5...2,5) дБ за ширини головної пелюстки ДС ($90^\circ \dots 120^\circ$).

КСД на частоті 2 ГГц становить (2,0...0,5) дБ за ширини головної пелюстки ДС ($120^\circ \dots 160^\circ$). На частотах понад 2 ГГц спостерігається зниження КСД, обумовлене розширенням головної пелюстки ДС і зростанням ширини випромінювання [44; 48].

Як навантаження в точках А і В двузаходовой ПСА використовується нелінійна навантаження із змінною ВАХ.

Розглянемо мікропотужні БІС на взаємодоповнюючих МДП-транзисторах з керуючим р-п-переходом, які поряд з малим споживанням потужності мають високу температурну стабільність і підвищеними радіаційною стійкістю і швидкодією. Така пара МДП-транзисторів має змінну дзвоноподібні ВАХ (рис. 3.4).

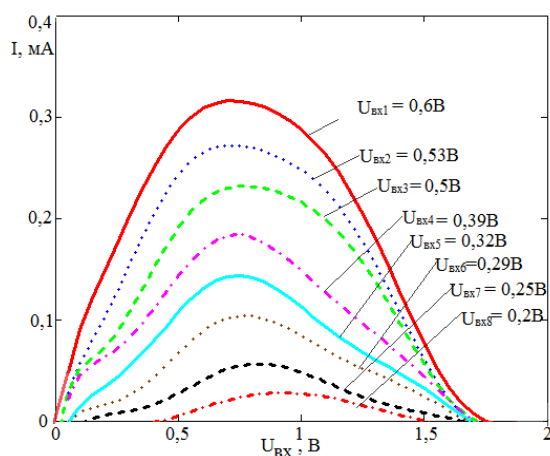


Рис. 3.4. Дзвоноподібні ВАХ мікропотужні БІС

БІС з дзвоноподібні ВАХ складається з двох послідовно включених взаємодоповнюючих транзисторів T_1 і T_2 , як зображено на рис. 3.5. Затвор транзистора T_2 з'єднаний зі стоком T_1 , а затвор транзистора T_1 - зі стоком T_2 . При додатку напруги U_{out} між точками А і В (рис.3.5), через транзистори T_1 і T_2 протікає загальний струм, а напруга U_{out} розподіляється між ними, причому

напруга стік-витік одного з транзисторів є напругою затвор-витік іншого. при збільшенні U_{out} на кожному з транзисторів зростає як напруга витік-стік, що збільшує струм транзистора, так і напругу затвор-витік, який зменшує цей струм. Перший механізм переважає при малих напругах на елементі, другий - при підвищених. В результаті формується дзвоноподібні ВАХ. Напруга, при якому струм через елемент досягає максимального значення ($I_{out} = I_{out\ max}$), назовемо напругою максимуму $U_{out\ max}$, а напруга, при якому струм падає до мінімальної величини ($I_{out} = 0$), напругою відсічення U_{out0} . Як видно з рис. 3.4, ВАХ елемента має такий же вигляд, як ВАХ тунельного діода, але відрізняється тим, що струм мінімуму принципово дорівнює нулю в широкому діапазоні напруг, що перевищують напругу відсічення U_{out0} . Фактичне значення цього струму визначається струмами витоку в ланцюгах витік-витік і зворотними струмами через р-п-переходи закритих транзисторів T_1 і T_2 . При подачі позитивного входної напруги ВАХ елемента зсувається по осі напруг U_{out} і одночасно збільшується $I_{out\ max}$. При цьому необхідно виконувати умову $U_{in} \leq U_{out}$, так як при $U_{in} > U_{out}$ можливе відкриття п-р-переходу затвор-стік транзистора T_1 (рис. 3.4)[48].

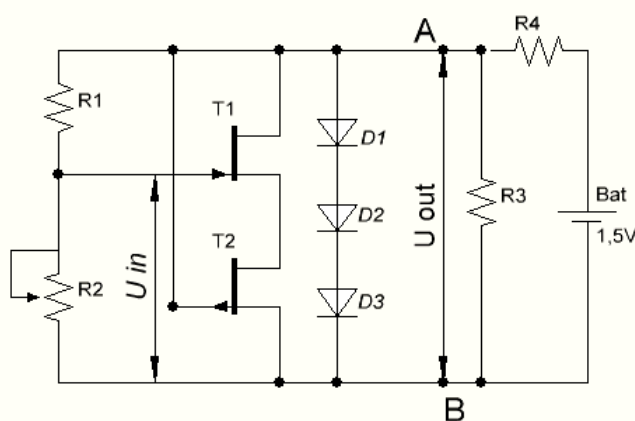


Рис. 3.5. Принципова схема навантаження імітатора

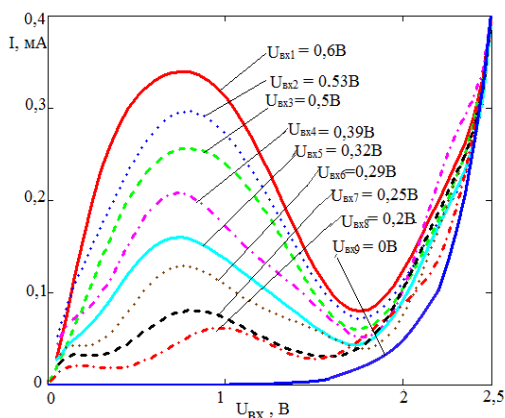


Рис. 3.6. Сімейство N-подібних ВАХ

За допомогою діодів D_1 - D_3 в схемі (рис. 3.5) ВАХ нелінійного навантаження для ПСА прийме N-подібну форму (рис. 3.6).

3.2 Чутливість напівпровідникових приладів до НВЧ випромінювання

На рис. 3.7 представлено сімейство деформованих ВАХ діода типу 2A604A в складі широкосмугового імітатора ЗУ. В експерименті використовувався НР типу «NR-μ», імітатор був розміщений на відстані 0,5 м від випромінювача, реєстрації ВАХ з виходів НВЧ діода виконувалася за допомогою вимірювального комплексу МВУ8. При діючій потужності в діапазоні 50-500 мВт на ВАХ з'являється область з негативним диференціальним опором. Розглянемо вплив рівня потужності зондуєчого НВЧ сигналу на спотворення ВАХ напівпровідникового приладу. Так, відносно великий рівень потужності ЗС НР (0,15 ... 0,5 Вт) викликає спотворення характеристик напівпровідникових структур НРс. Дія потужного НВЧ поля на кремнієвий діод призводить до появи області з негативним диференціальним опором на його вольт-амперної характеристики (рис. 3.7), що пов'язано з детекторним ефектом і розігрівом вільних носіїв заряду [22].

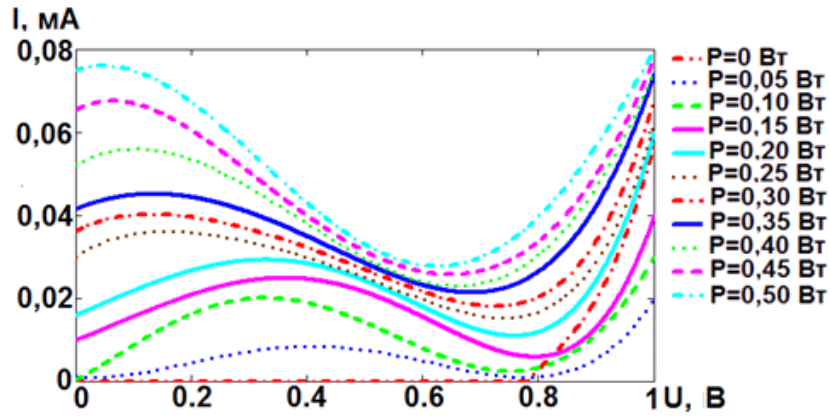


Рис. 3.7. Деформовані ВАХ при різних рівнях потужності ЗС НР

У роботі [44] автором були проведені дослідження по деформації ВАХ при різних рівнях потужності ЗС НР. Детекторний ефект, пов'язаний зі струмом детектування для квазіімпульсів P_x і P_y носіїв заряду (векторних величин, аналогічних імпульсу, що характеризують стан квазічастинки в періодичних системах, наприклад, кристалічній решітці), описується

$$\frac{dP_y}{dt} = eE_0 - \frac{P_y}{\tau_y}; \quad \frac{dP_x}{dt} = eE_1 \cos \omega t - \frac{P_x}{\tau_x}; \quad (3.1)$$

де e – заряд електрона; t – час; τ_x , τ_y – тривалість релаксації P_x і P_y відповідно, звідки

$$P_y = e\tau_y E_0; \quad P_x = e\tau_x E_1 (\cos \omega t + \omega \tau_x \sin \omega t) / (1 + \omega^2 \tau_x^2). \quad (3.2)$$

Визначення детекторного ефекту пов'язано зі зміною щільності постійного струму при появі НВЧ поля, яке безпосередньо впливає на постійну складову рівняння розігріву носіїв струму [44]

$$\frac{dW}{dt} = \frac{eP_x E_x}{m_{0x}} \left(1 - l_x \frac{W - W_0}{W_0} \right) + \frac{eP_y E_0}{m_{0y}} \left(1 - l_y \frac{W - W_0}{W_0} \right) - \frac{W - W_0}{\tau_w}, \quad (3.3)$$

де W – енергія носіїв, $W_0 = W$ при $E_x = E_0 = 0$, m_{0x} і m_{0y} – компоненти тензора ефективної маси носіїв на дні зони провідності по осях x і y ; l_x і l_y – коефіцієнти першого члена розкладання функції $\frac{1}{m_{0x}} = f\left(\frac{W - W_0}{W_0}\right)$ и

$\frac{1}{m_{0y}} = f\left(\frac{W - W_0}{W_0}\right)$ в ряд Тейлора, τ_w – час релаксації енергії. Тоді вираз для зміни щільності постійного струму має вигляд

$$\begin{aligned} \Delta j_{0y} &= j_{0y} - j_{0y}|_{E_1=0} = \\ &= \frac{e^2 \tau_x E_0 E_1^2 n \left[E_{\Pi Y}^2 + \frac{E_0^2 (l_y - l_x)}{l_y} \right]}{2m_{0x} (1 + \omega^2 \tau_x^2) (E_{\Pi Y}^2 + E_0^2) \left(E_{\Pi Y}^2 + E_0^2 + \frac{E_1^2 l_x \tau_x m_{0y}}{2l_y m_{0x} \tau_y (1 + \omega^2 \tau_x^2)} \right)}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

де n – концентрація носіїв заряду, $E_{\Pi Y}^2 = \frac{m_{0y} W_0}{l_y e^2 \tau_y \tau_w}$ – квадрат напруженості

граничного поля в попереківому напрямку [44].

Вираз враховує ефект розігріву вільних носіїв заряду в НВЧ поле при математичному моделюванні для струму протікання дає значення струму як:

$$\begin{aligned} I(V) &= \frac{e D_n n_{p0} S}{\sqrt{D_n \tau_n}} \left\{ \exp \left[\frac{e V_k}{n k T_0} \left(\frac{T_n - T_0}{T_n} \right) + \frac{e V}{n k T_n} \right] - 1 \right\} + \\ &+ \frac{e D_p p_{n0} S}{\sqrt{D_p \tau_p}} \left\{ \exp \left[\frac{e V_k}{n k T_0} \left(\frac{T_p - T_0}{T_p} \right) + \frac{e V}{n k T_p} \right] - 1 \right\}, \end{aligned} \quad (3.5)$$

де D_n , D_p , τ_n , τ_p , T_n , T_p – коефіцієнти дифузії, часи життя і температури електронів і дірок відповідно, T_0 – температура решітки, n_{p0} і p_{n0} – концентрації неосновних носіїв заряду в p - і n – областях p - n -переходу, k – постійна Больцмана [44].

Якщо відома еквівалентна схема антеної структури і вольт-амперна характеристика (ВАХ) діода, то можна отримати математичні вирази для знаходження амплітудного спектра гармонічних і комбінаційних складових струму, що проходить через напівпровідниковий прилад. Особливі труднощі виникають, коли на розсіювач впливають декілька незалежних сигналів з різними частотами. В цьому випадку нелінійний процес являє собою змішування цих

сигналів з подальшим утворенням широкого спектра сигналу відгуку, що складається з комбінаційних і гармонійних компонент типу:

$$I(K\omega_1 \pm L\omega_2 \pm M\omega_3 \pm N\omega_4) = i_{\Sigma \text{діода}},$$

де $\omega_1 - \omega_4$ – частоти сигналів; K, L, M, N – коефіцієнти, які беруть значення з ряду цілих чисел 0, 1, 2, 3,

При цьому, раціональним виявляється аналіз на основі методу динамічних рядів Вольтерра [24; 25; 26].

При розрахунку амплітуд спектральних складових в процесі гармонічного або полігармонічного збудження необхідно найбільш точно підібрати апроксимуючі функцію нелінійних ділянок ВАХ діода. Для вирішення завдання апроксимації використаємо метод, заснований на застосуванні тригонометричних функцій кратних аргументів.

Отримання наближеного виразу n -го порядку для ВАХ діода передбачає вибір n -ї кількості точок на відповідній характеристиці з подальшим формуванням системи з n рівнянь виду:

$$I_o = a_1 U_{\text{вход}} + a_2 U_{\text{вх}}^2 + a_3 U_{\text{вх}}^3 + \dots + a_{n-1} U_{\text{вх}}^{n-1} + a_n U_{\text{вх}}^n,$$

де $a_1, \dots, a_n$ – коефіцієнти апроксимації.

У разі моногармонічного впливу на нелінійний розсіювач, яке характеризується виразом $U(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$, де U_0 – постійна напруга зсуву, рівняння перетвореного струму має вигляд:

$$I(t) = a_1 (U_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)) + a_2 (U_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi))^2 + \dots + a_n (U_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi))^n.$$

Відзначимо, що полігармонічний вплив з частотами ω_p характеризується функцією $u_p(t)$, представленої у вигляді ряду Фур'є:

$$u_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{U}_p^k \exp(jk\omega_p t),$$

де $\dot{U}_p^k$ – коефіцієнти розкладання.

Розглянемо вплив на нелінійний розсіювач бігармонічного сигналу, причому одна його складова по частоті набагато більша за іншої ($\omega_1 \gg \omega_2$). У цьому випадку струм і напруга через напівпровідниковий елемент будуть знайдені з урахуванням всіх комбінаційних частот: $\omega_1 \pm h \cdot \omega_2$, $h=0,1,2,\dots$

$$U(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} U_k \exp[j(\omega_1 + h\omega_2)t],$$

$$I(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} I_k \exp[j(\omega_1 + h\omega_2)t].$$

При більш складному полігармонійному впливі ефективна є використання методу динамічних рядів Вольтерра в дослідженні нелінійно перетворених струмів [39]. Відповідно до зазначеного методу проведено аналіз системи, що використовує лінійну апроксимацію для знаходження підсистем, що описуються рівняннями першого порядку, знаходяться підсистеми другого порядку, що враховують «слабкі» нелінійності як додаткові джерела струму. Значення комплексних амплітуд джерел можуть бути виражені через значення струмів і напруг, які знайдені при розрахунку підсистеми першого порядку. Ця процедура триває до тих пір, поки не буде знайдений необхідний порядок. Так, з урахуванням зазначеного підходу і точної апроксимації функцій для ВАХ напівпровідникового елемента, при дії бігармонічного сигналу у вигляді $U_{\text{вход}} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ можливим стає знаходження амплітудних складових:

$$U(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} U_l U_k \exp[j(\omega_1 + h\omega_p)(\omega_2 + l\omega_p)t],$$

$$I(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} I_l I_k \exp[j(\omega_1 + h\omega_p)(\omega_2 + l\omega_p)t].$$

Таким чином, в контексті вирішення актуального завдання знаходження джерел електромагнітного випромінювання засобами технічного захисту інформації, розглянуто застосування динамічних рядів Вольтерра, що забезпечив ефективний аналіз нелінійних розсіювачів при полігармонійному впливі спектру сигналу відгуку. Аналіз на основі рядів Вольтерра дає можливість врахувати «слабкі» нелінійності ВАХ напівпровідникового елемента, що дозволяє адекватно розрахувати мінімальні рівні спектральних складових сигналу відгуку для оцінки динамічного діапазону роботи нелінійного розсіювача.

3.3 Моделювання в середовищі Mathcad реакції напівпровідникових приладів в складі розсіювача на вплив зондуєчого сигналу

На рис. 3.8 деформація ВАХ має вигляд області з негативним диференціальним опором (НДО). Ділянка з НДО характеризується точками екстремуму і шириною, що відповідає відстані між максимумом і мінімумом. Для цих трьох параметрах можна виділити загальні закономірності в залежності від рівня потужності діючого поля. Зі збільшенням рівня діючої потужності точки екстремумів зміщуються ліворуч, ширина НДО збільшується [96].

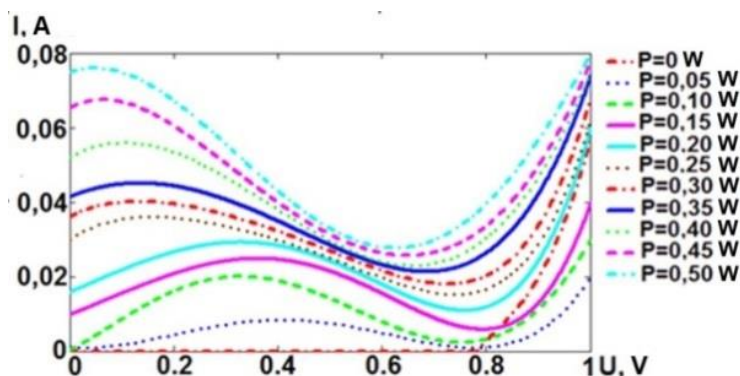


Рис. 3.8 – Деформування ВАХ диода типу 2A604A при дії ЗС НР

Завдяки цьому побудована універсальна множина деформованих кривих в нормованих координатах в залежності від наведеного значення коефіцієнта стійкості γ_{ct} , $\gamma_{ct} \in [0;1]$,

$$\gamma_{ct} = (\gamma - \gamma_{\min}) / (\gamma_{\max} - \gamma_{\min}).$$

Така універсальна множина кривих підлягає порівнянню з деформованими ВАХ напівпровідникових елементів ЗП при зондуванні. Співставлення аналітичних і експериментальних кривих передбачає масштабування змодельованої множин кривих і знаходження відповідностей між значеннями γ_{ct} і P .

Нормовану апроксимуючу функцію (НАФ) деформованих ВАХ на рис. 3.8 представимо у вигляді доданків функцій:

$$F = F_1 + F_2 + F_3.$$

Функція F_1 описує недеформованому форму ВАХ і початкову її деформацію в залежності від γ_{ct} . Функція F_2 для різних γ_{ct} описує деформацію кривої

параболічної форми в діапазоні напруг до точки мінімуму. Функція F_3 враховує зміну крутизни області насичення в залежності від γ_{ct} . В підсумку:

$$F_1(\gamma_{ct}, U_N) = (e^{11,3 \cdot U_N} - 1) \cdot \gamma_{ct}^5 \cdot 10^{-5};$$

$$F_2(\gamma_{ct}, U_N) = 0,35714 \times$$

$$\times e^{\sin\left([A \cdot U_N + B \cdot (1 - 0,25 \cdot \gamma_{ct})]^3\right) - C \cdot \gamma_{ct}} \cdot (1 - \gamma_{ct});$$

$$F_3(\gamma_{ct}, U_N) = 0,082 \left(e^{4,59 \cdot U_N \cdot (1 - \gamma_{ct})} - 1 \right),$$

де A – параметр масштабування форми кривої вздовж координати U_N , B – параметр зміщення кривої відносно U_N , C – параметр масштабування сімейства кривих за координатою I_N .

Знаходження параметрів масштабування A , B і C виконуємо в декілька етапів. На першому етапі нормовані експериментальні дані представляються аналітично, наприклад, у вигляді апроксимуючих поліномів.

На другому етапі підбираються початкові значення параметрів A , B і C для обраних експериментальних базисних кривих. Далі знаходяться базисні значення γ_{ct} , при яких спостерігаються мінімальні розбіжності НАФ та апроксимуючих поліномів.

На третьому етапі при фіксованих базисних значеннях кожен параметр A , B і C підлягає уточненню. Якщо НАФ базисних кривих мають відмінності в параметрах масштабування, то останні замінюються функціями (виходячи з подібності проміжних кривих). Для кривих на рис. 3.8 результати пошуку уточнених базисних НАФ наведені в табл. 3.1. Коригувальні функції, які надають подобу (інваріантність) проміжним кривим:

$$A_0(\gamma_{ct}) = 0,265 \cdot \gamma_{ct}^2 + 3,062 \cdot \gamma_{ct} + 0,584;$$

$$B_0(\gamma_{ct}) = -4,229 \cdot \gamma_{ct}^2 - 1,217 \cdot \gamma_{ct} + 1,198.$$

Співвідношення γ_{ct} і P представлено на рис. 3.9. Також на малюнку відображено зміна співвідношення γ_{ct} і P при відхиленні параметра C в більшу

сторону від уточненого значення. Отримані при дослідженні імітатора ЗП результати узагальнені на НРС з "малої" і "великої" НЕПР.

Таблиця 3.1.

P , мВт	A_0	B_0	C_0	γ_{ct}	ε
500	0,584	1,198	4	0,000	0,068
350	0,924	1,103	4	0,110	0,068
150	1,243	0,750	4	0,212	0,069

Приймемо, що НАФ та співвідношення на рис. 3.9 для імітатора ЗП відповідає навантаженням різних антенних систем (наведені значення γ_{ct} однакові при різних γ і γ_{min}). Нормована амплітуда наведеної напруги ЗС U_{mN} (по максимальному напрузі ВАХ діода U_g) не перевищить значення 0,1 [46].

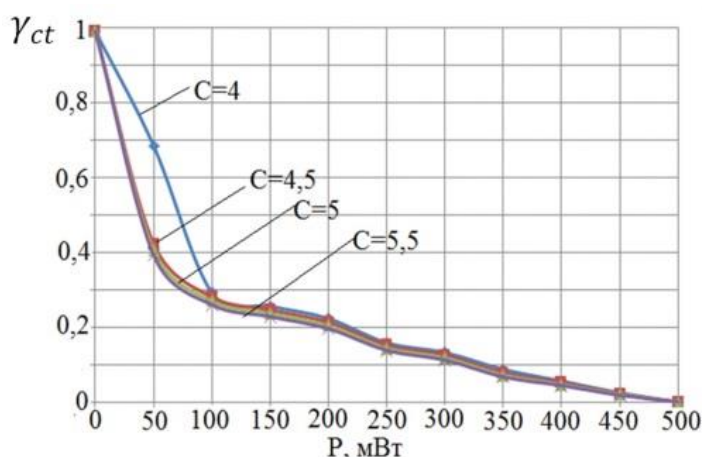


Рис. 3.9– Співвідношення коефіцієнта стійкості і рівня потужності ЗС

Застосуємо до НАФ розкладання Тейлора (використані п'ять перших членів) і підставимо функцію впливу

$$U_N(t) = U_{0N} + U_{mN} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

де U_{0N} – нормоване напруга зсуву робочої точки, ω_0 – кругова частота ЗС, φ – початкова фаза. В результаті отримаємо вирази нормованих рівнів другої і третьої гармонік: $I_{2N} = f_1(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const})$, $I_{3N} = f_2(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const})$. На рис. 3.9 наведені залежності рівнів другої і третьої гармонік сигналу відгуку від γ_{ct} , U_{mN} , $U_{0N} = \text{const}$.

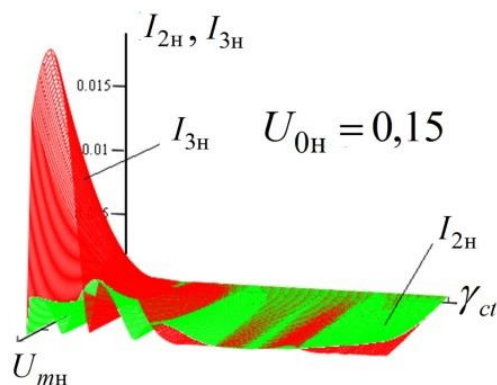


Рис. 3.10 – Розподіл нормованих рівнів кратних гармонік

Дослідимо ефективність виявлення та ідентифікації НРс відносно порогового співвідношення L рівнів другої і третьої гармонік СВ. Для цього в координатах γ_{ct} , U_{mN} при $U_{0N} = 0,78$ (відповідає нелінійного ділянки недеформованою кривої НАФ) побудуємо поле $I_{2N}/I_{3N} > L$ (рис. 3.11). Як видно з рис. 3.11, для різних значень характерні свої сумарні площі областей "надійної ідентифікації" в координатах γ_{ct} , U_{mN} [46].

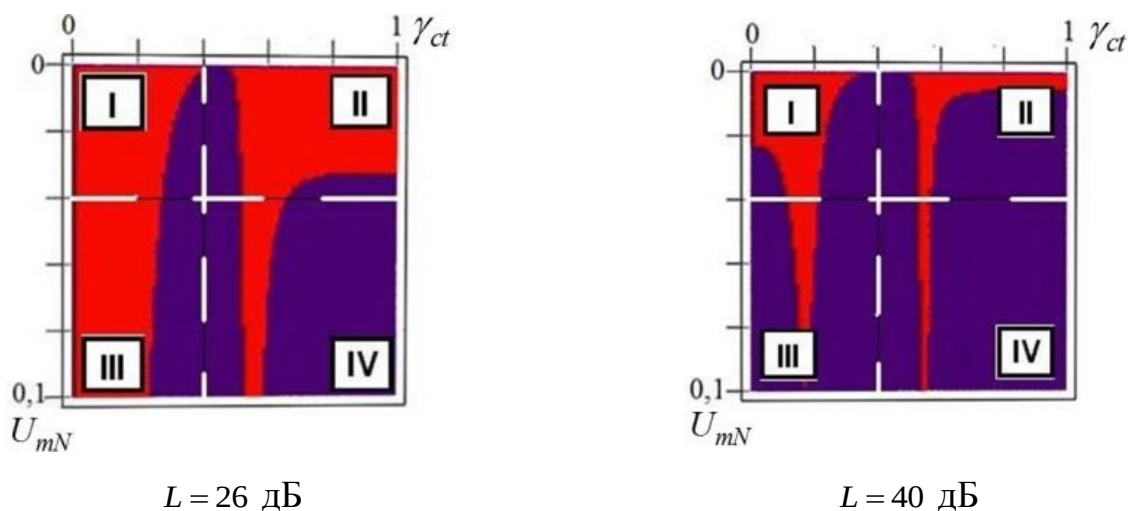


Рис 3.11 – Розподіл значень $I_{2N}/I_{3N} > L$ (світлі області)

Отримані поля значень $I_{2N}/I_{3N} > L$ розділені на чотири сектори (рис. 3.11). Перший сектор "I" ($\gamma_{ct} \in (0; 0,4)$, $U_{mN} \in (0; 0,04)$) відповідає НРс з "малої" НЕПР при зондуванні "потужним" НР (присутня деформація ВАХ діода). Другий сектор "II" ($\gamma_{ct} \in (0,4; 1)$, $U_{mN} \in (0; 0,04)$) відповідає НРс з "малої" НЕПР при зондуванні "малопотужним" НР (відсутня деформація ВАХ діода). Третій сектор "III" (

$\gamma_{ct} \in (0; 0,4)$, $U_{mN} \in (0,04; 0,1)$) відображає НРС з "великою" НЕПР при зондуванні "потужним" НР. Четвертий сектор "IV" ($\gamma_{ct} \in (0,4; 1)$, $U_{mN} \in (0,04; 0,1)$) характеризує НРС з "великою" НЕПР при зондуванні "малопотужним" НР. Кожен сектор можна характеризувати усередненою шириною $\langle \gamma_{ct} \rangle_j$ області значень $I_{2N}/I_{3N} > L$ по координаті γ_{ct} (світлі області на рис. 3.11), де j – порядковий індекс сектора (I, II, III и IV). Усередненим ширинам $\langle \gamma_{ct} \rangle_j$ відповідають опорні значення U_{mNj} , γ_{ct1j} и γ_{ct2j} , за якими можна визначити узагальнені властивості кожного сектора, де γ_{ct1j} і γ_{ct2j} – границі ширини області значень $I_{2N}/I_{3N} > L$ по координаті γ_{ct} і опорного U_{mNj} , $\Delta\gamma_{ctj} = \gamma_{ct2j} - \gamma_{ct1j} = \langle \gamma_{ct} \rangle_j$. Згідно рис. 3.9 величини $\Delta\gamma_{ctj}$, γ_{ct1j} і γ_{ct2j} можна перевести до відповідних рівнів потужності ЗС НР ($\Delta\gamma_{ctj} \rightarrow \Delta P_j$, $\gamma_{ct1j} \rightarrow P_{2j}$, $\gamma_{ct2j} \rightarrow P_{1j}$, $\Delta P_j = P_{2j} - P_{1j}$).

Введемо коефіцієнт ефективності порогового співвідношення рівнів другої і третьої гармонік сигналу відгуку по кожному сектору

$$K_j = \frac{P_{2j} - P_{1j}}{P_{2j} + P_{1j}}.$$

Коефіцієнт K_j прямо пропорційний ширині $\Delta P_j = P_{2j} - P_{1j}$ і обернено пропорційний середньому рівню діючої потужності $\langle P_j \rangle = [P_{2j} + P_{1j}]/2$. Також K_j прагне до максимуму, якщо $P_{1j} \rightarrow 0$, оскільки для "малопотужних" НР поріг L служить критерієм вірною ідентифікації НРС. В табл. 3.2-3.5 для різних значень L по кожному сектору наведені опорні значення U_{mNj} , P_{1j} і P_{2j} .

На рис. 3.12 наведено розподіл коефіцієнта ефективності порогового співвідношення рівнів кратних гармонік K_j по секторам.

Таблиця 3.2. Параметри першого сектора

T_1 , дБ	U_{mN_1}	P_{21} , мВт	P_{11} , мВт
26	0,019	500	88
30	0,018	500	92

32	0,017	500	94
34	0,018	500	96
36	0,018	500	100
37	0,030	500	125
38	0,030	460	142
39	0,026	440	175
40	0,027	440	180

Таблица 3.3. Параметры второго сектора

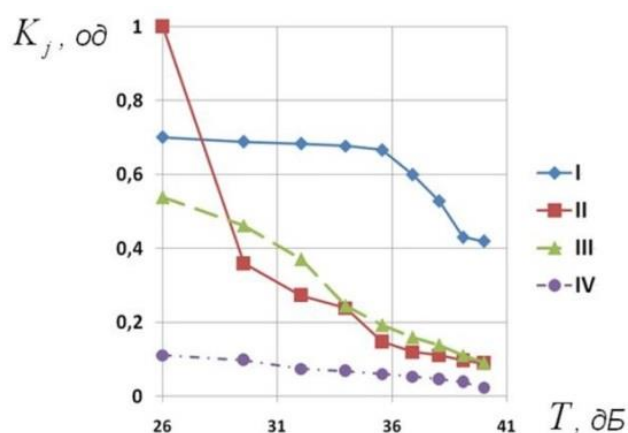
$T1$, дБ	U_{mII}	P_{2II} , мВт	P_{1II} , мВт
26	0,038	80	0
30	0,027	70	33
32	0,018	70	40
34	0,015	70	43
36	0,013	70	52
37	0,010	70	55
38	0,010	70	56
39	0,011	68	56
40	0,011	67	56

Таблица 3.4. Параметры третьего сектора

$T1$, дБ	U_{mIII}	P_{2III} , мВт	P_{1III} , мВт
26	0,070	500	150
30	0,078	490	180
32	0,068	370	170
34	0,066	330	200
36	0,070	310	210
37	0,082	290	210
38	0,083	280	212
39	0,071	275	220
40	0,069	270	225

Таблиця 3.5. Параметри четвертого сектора

T_1 , дБ	U_{mIV}	P_{2IV} , мВт	P_{1IV} , мВт
26	0,069	75	60
30	0,069	73	60
32	0,070	72	62
34	0,070	71	62
36	0,070	70	62
37	0,069	69	62
38	0,072	68	62
39	0,068	67	62
40	0,070	65	62

Рис. 3.12 – Розподіл K_j по секторах

З рис.3.12 видно, що завищення граничного співвідношення L (до 36 дБ) доцільно лише для "потужних" НР при зондуванні НРС з "малої" НЕПР (перший сектор, $0,4 < K_1 < 0,7$ при $L = 20 - 40$ дБ). Поріг L як критерій достовірної ідентифікації неефективний для "малопотужних" НР при зондуванні НРС з "великою" НЕПР (четвертий сектор, $0,024 < K_1 < 0,111$ при $L = 20 - 40$ дБ). Для інших випадків: "потужні" НР – розсіювачі з "великою" НЕПР (третій сектор) і

"малопотужні" НР – розсіювачі з "малої" НЕПР (другий сектор), порогове співвідношення не повинно перевищувати 28 дБ.

3.4 Забезпечення максимальної частоти прояву ефекту інверсії в співвідношенні рівней кратних гармонік для широкосмугового імітатора закладних пристроїв

Згідно рис. 3.10, існують значення параметрів γ_{ct} і U_{mn} , при яких рівень третьої гармоніки є рівним або переважає другий ($I_{3H}/I_{2H} \geq 1$). Тут має місце інверсія ідентифікаційної ознаки НРс. Під «інверсією» розуміється можливість зміни співвідношення на протилежне між рівнями другої і третьої гармонік розсіяного сигналу. Набуття імітатором демаскуючої ознаки МОМ-структур назовемо режимом «рокіровки».

Явище інверсії зручно досліджувати за «інверсivних слідах» в координатах γ_{ct}, U_{mn} при різних значеннях U_{0H} (рис. 3.13), які виходять при контурі областей, де $I_{3H}/I_{2H} \geq 1$, в результаті перетину площин двох функцій $I_{3H}/I_{2H} = f(\gamma_{ct}, U_{mn}, U_{0H} = \text{const})$ и $I_{3H}/I_{2H} = 1$.

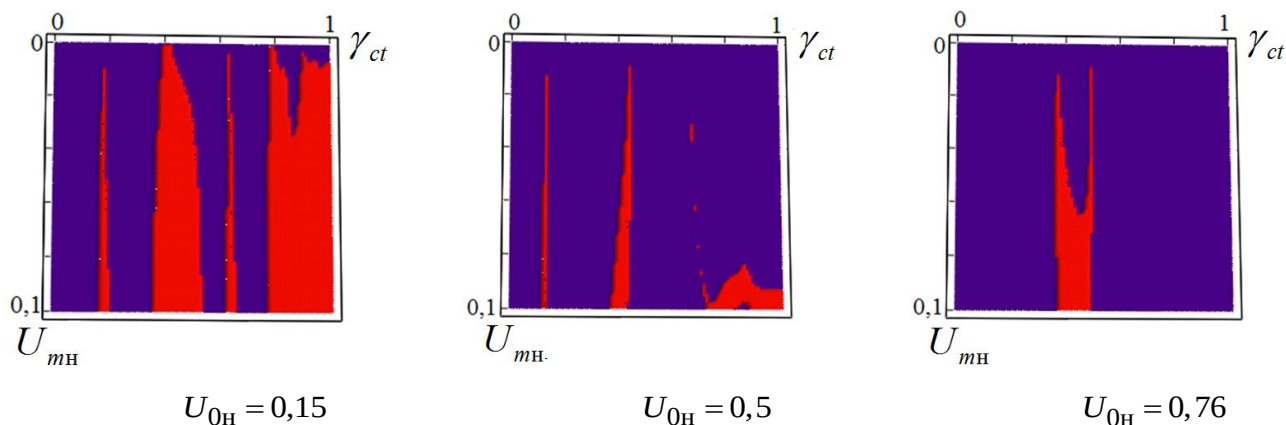


Рис. 3.13. Приклади «інверсivних слілів» (світлі області)

Як видно з рис. 3.13, для різних U_{0H} характерні свої сумарні площі «інверсivних слілів» на заданому полі координат γ_{ct}, U_{mn} . Якщо для конкретного значення U_{0H} сумарну площу «інверсivних слілів» розділити на площу всього досліджуваного поля значень γ_{ct}, U_{mn} , то отримаємо значення часткової

максимальної частоти прояви інверсії демаскуючої ознаки $\eta(U_{0H})$ в співвідношенні перевипромінення НРс рівнів кратних гармонік ЗС або виходу НР в режим «рокіровки» [45].

На рис. 3.14 наведено розподіл $\eta(U_{0H})$ максимальної частоти прояви інверсії демаскуючої ознаки або виходу НР в режим «рокіровки» в залежності від нормованого значення напруги зміщення робочої точки напівпровідникового приладу.

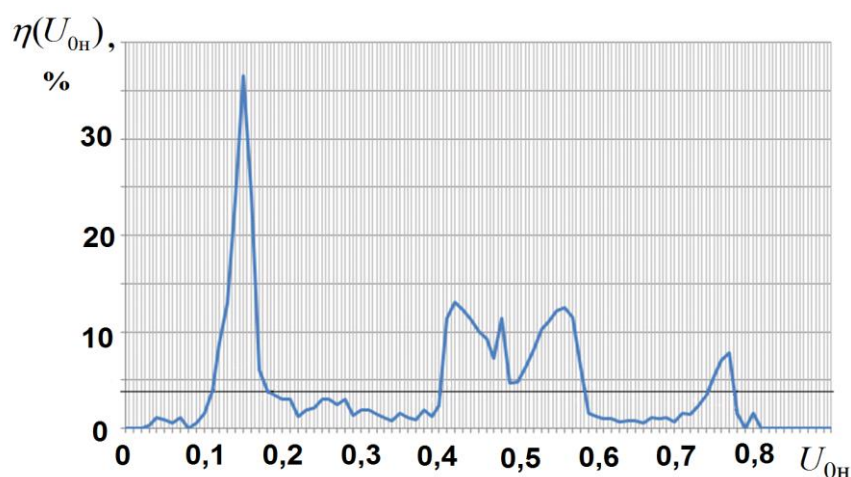


Рис. 3.14. Розподіл максимальної частоти прояви інверсії демаскуючої ознаки або виходу НР в «режим рокіровки» $\eta(U_{0H})$.

На отриманому розподілі $\eta(U_0)$ можна виділити три піддіапазони значень U_{0H} , де постерігається якісно прояв інверсії демаскуючої ознаки або виходу НР в режим «рокіровки». Характеристики піддіапазонів наведені в табл. 3.6.

Таблиця 3.6

Діапазон		Середня частота, %	Значення наведеного рівня 3-й гармоніки	Значення наведеного рівня 2-й гармоніки
ΔU_{01H}	0,11...0,18	$\langle \eta_1 \rangle = 15,035$	$\langle I_{3H1} \rangle = 3,036 \cdot 10^{-4}$	$\langle I_{2H1} \rangle = 9,18 \cdot 10^{-5}$
ΔU_{02H}	0,41...0,58	$\langle \eta_2 \rangle = 9,668$	$\langle I_{3H2} \rangle = 3,216 \cdot 10^{-4}$	$\langle I_{2H1} \rangle = 1,779 \cdot 10^{-4}$
ΔU_{03H}	0,73...0,76	$\langle \eta_3 \rangle = 6,805$	$\langle I_{3H3} \rangle = 3,955 \cdot 10^{-4}$	$\langle I_{2H1} \rangle = 1,634 \cdot 10^{-4}$

Згідно з даними табл. 3.6 перший діапазону ΔU_{01H} має найбільшу середню частоту прояву режиму «рокіровки» для НР і найменші середні рівні прийнятих

кратних гармонік сигналу відгуку. Третій піддіапазон $\Delta U_{03н}$ для НР і має найбільшій середній рівні прийнятих кратних гармонік сигналу відгуку. Таким чином, перший і третій піддіапазони мають протилежні властивості. Другий піддіапазон за властивостями в порівнянні з першим і третім є компромісним.

З огляду на вищесказане можна стверджувати, що нелінійні радіолокатори здатні виходити в режим «рокіровки» в усіх зазначених піддіапазонах, мають найкращу ефективність використання у виявленні та ідентифікації ЗП.

Також, виходячи з табл. 3.6, можливий поділ НР на три класи за ефективністю використання: задовільні, середні і універсальні.

До задовільних відносяться ті НР, які в разі виявлення імітатора на базі плоскою спіральної антени з напівпровідниковим діодом і джерелом зміщення робочої точки в навантаженні, здатні виходити в режим «рокіровки» лише в одному піддіапазоні. Середні НР здатні виходити в режим «рокіровки» в двох піддіапазонах. Універсальні НР виходять в режим «рокіровки» в усіх піддіапазонах.

3.5 Заключення до розділу

Потужність НВЧ поля, що діє на кремнієвий діод призводить до появи області з негативним диференціальним опором на його вольт-амперній характеристикі, що пов'язані з детекторним ефектом і розігрівом вільних носіїв заряду.

Введений коефіцієнт стійкості напівпровідникового приладу на дію ЗС НР повністю характеризує область з НДО. Параметри ділянки з НДО мають закономірності поведінки в залежності від рівня потужності діючого поля

Максимальна частота прояву інверсії демаскуючої ознаки характерна для трьох піддіапазонів напруги зміщення робочої точки діода в складі імітатора. Здатність нелінійних радіолокаторів фіксувати інверсію демаскуючої ознаки характеризує якість виявлення та ідентифікації закладних пристроїв

4. СЕРТИФІКАЦІЯ НЕЛІНІЙНОГО РАДІОЛОКАТОРА ЗА ДОСТОВІРНІСТЮ ІДЕНТИФІКАЦІЇ РОЗСІЮВАЧА З ФЛУКТУЮЮЧИМИ РІВНЯМИ ГАРМОНІК В СПЕКТРІ СИГНАЛУ ВІДГУКУ

4.1 Експериментальне підтвердження деформації ВАХ напівпровідникових приладів в складі розсіювача при діючому НВЧ випромінюванні

Відомо, що властивості НРС залежать від потужності ЗС НР. На рис. 4.1 наведені результати експериментальних досліджень впливу потужності ЗС НР на спотворення вольтамперних характеристик (ВАХ) напівпровідникових приладів, які є нелінійним навантаженням шуканих в нелінійної радіолокації НРС.

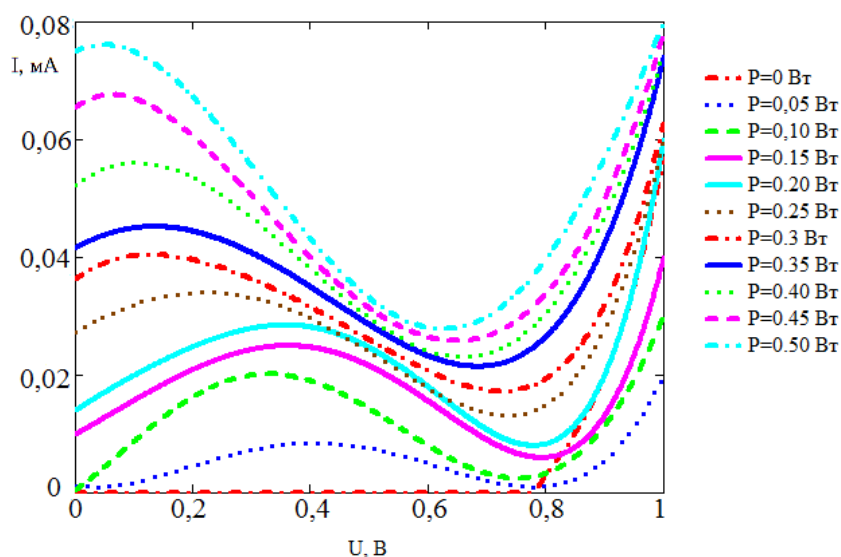


Рис.4.1. ВАХ НВЧ діода типу А606 при різних рівнях потужності ЗС НР

Для розрахунку амплітуд спектральних складових сигналу відгуку в процесі збудження скористаємося апроксимацією ВАХ діода полиномом 5-го порядку з подальшим формуванням для кожної кривої системи з 5 рівнянь виду:

$$I(t) = I(U_c = 0) + a_1 U_c(t) + a_2 (U_c(t))^2 + a_3 (U_c(t))^3 + a_4 (U_c(t))^4 + a_5 (U_c(t))^5,$$

де $a_1, \dots, a_5$ — коефіцієнти апроксимації,

Відповідні коефіцієнти апроксимації експериментальних ВАХ при різних значеннях рівнів потужності ЗС НР представлені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Значення коефіцієнтів апроксимації експериментальних ВАХ

	a1	a2	a3	a4	a5
P=0 Вт	-8,453	36,585	-59,053	41,931	-10,954
P=0,05 Вт	-0,015	0,263	-0,581	0,317	0,036
P=0,10 Вт	0,07	0,238	-1,217	1,342	-0,404
P=0,15 Вт	0,055	0,04	-0,173	-0,251	0,358
P=0,20 Вт	0,066	-0,083	0,264	-0,915	0,714
P=0,25 Вт	0,06	-0,131	0,008	-0,146	0,242
P=0,30 Вт	0,074	-0,406	0,76	-0,899	0,498
P=0,35 Вт	0,056	-0,234	0,123	-0,019	0,107
P=0,40 Вт	0,077	-0,423	0,33	0,071	-0,032
P=0,45 Вт	0,074	-0,687	1,124	-0,77	0,272
P=0,50 Вт	0,048	-0,541	0,513	0,182	-0,197

При моногармонічному впливі на пасивний НРс напругою $U(t) = U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi)$ ($U_m = 0 \div 0,5$ В, $\omega_0 = 2\pi f_{3C}$, $f_{3C} = 848$ МГц, $\varphi = 0$.) функції рівнів спектральних компонент на другій гармоніці мають вигляд:

$$I(2\omega_0) = a_2 0,5U_m^2 + a_4 0,5U_m^4,$$

Розрахуємо значення рівнів спектральних складових на другій гармоніці в разі ВАХ діода без спотворення і ВАХ діода зі спотворенням при різних значеннях потужності ЗС.

Таб. 4.2

P, Вт	E, В	I ₂ (спот), мА	I ₂ (неспот), мА	Q, %
0,05	0,386	0,02	3,19	99,279
0,1	0,546	0,10	7,31	98,702
0,15	0,668	0,02	12,33	99,870
0,2	0,772	0,03	18,35	99,853
0,25	0,863	0,09	25,25	99,648

0,3	0,945	0,54	33,05	98,363
0,35	1,021	0,13	41,086	99,685
0,4	1,092	0,2	51,63	99,609
0,45	1,158	1,15	62,23	98,149
0,5	1,22	0,20	73,67	99,727

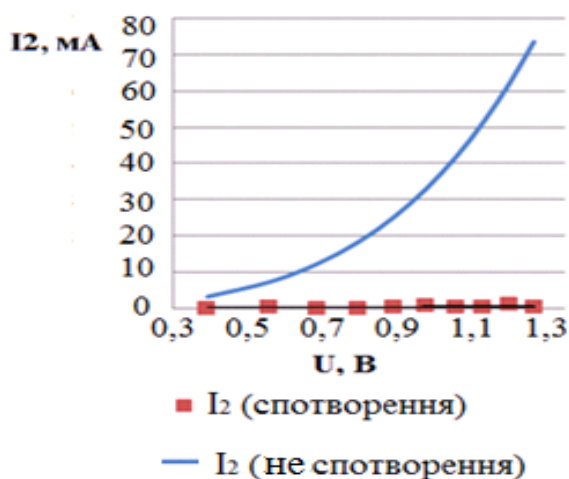


Рис .4.2. Рівні перетворення другої гармонік в разі ВАХ діода спотвореної не спотвореного

Рівняння поліноміальної лінії другої гармоніки в разі ВАХ діода спотвореної

$$I(2\omega_0) = 0,9248U_0^2 - 0,8158U_0 + 0,1976$$

На рис. 4.3, 4.4 наведені залежності значення добротності Q від напруга U , V та потужність 3С НР. Добротність можна розрахувати по формуле

$$Q(\%) = 1 - \frac{I(2\omega_0)_{\text{спот}}}{I(2\omega_0)_{\text{безспот}}} = \frac{E_{\text{овтраг}}}{E_0}.$$

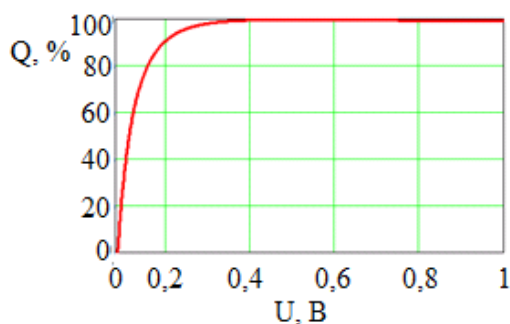


Рис .4.3. Залежності значення Q від напруга зонduючого сигналу

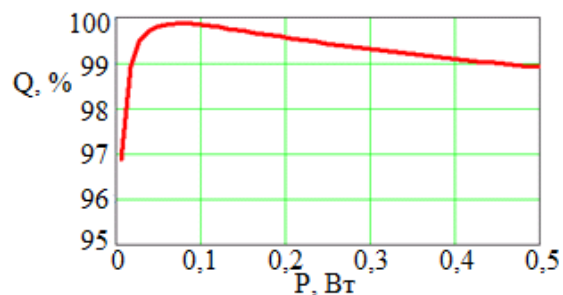


Рис .4.4. Залежності значення Q від потужності зонduючого сигналу

Для створення матриці планування трьохфакторного експерименту щодо дослідження підтвердження деформації ВАХ напівпровідникових приладів в складі розсіювача при діючому НВЧ випромінюванні використаємо наступні кодовані рівні факторів:

x_0 – умови проведення експерименту (для всіх експериментів однакові);

x_1 – досліджуваній пристрій («-1» – кремнієвий НВЧ діод А606, «1» – діод А600);

x_2 – рівень потужності ЗС НР («-1» – рівень потужності зонduючого сигналу НР послаблений, «1» – рівень потужності зонduючого сигналу НР максимальний);

x_3 – форма ВАХ («-1» – без спотворення, «1» – спотворення).

Як приклад дослідження розглядається рівні другої гармоніки (табл. 4.3), причому значення параметра y_i відповідають вище представленим НР.

табл. 4.3

№ експеримент									I_2 , мА
	x_0	x_1	x_2	x_3	$x_1 x_2$	$x_1 x_3$	$x_2 x_3$	$x_1 x_2 x_3$	
1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	68,5
2	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	11,469
3	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	0,19
4	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	0,014
5	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	73,672
6	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	12,337
7	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	0,201
8	1	1	1	1	1	1	1	1	0,016

Коефіцієнти рівняння регресії за методом найменших квадратів визначення в наступний спосіб

$$Y = \begin{pmatrix} 68,5 \\ 11,469 \\ 0,19 \\ 0,014 \\ 73,672 \\ 12,337 \\ 0,201 \\ 0,016 \end{pmatrix}$$

$$B = \left(X \cdot X^T \right)^{-1} \cdot X^T \cdot Y$$

$$B = (20,8 \quad -14,841 \quad -20,695 \quad 0,757 \quad 14,751 \quad -0,539 \quad -0,753 \quad 0,537)^T.$$

Значущість суттєвих взаємодій факторів (у відсотках) визначемо за формулою

$$W_{iu} = \frac{|b_{iu}|}{\hat{y}_{max}} \cdot 100\%,$$

де W_i – вагомість впливу і-го фактора на значення вихідного параметра; b_i – коефіцієнт рівняння регресії, що відповідає взаємодії і-му факторів; y_{max} – максимальне значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії.

У даному випадку:

$$\text{Для } x_1 \quad W_1 = \frac{|-14,841|}{68,5} \cdot 100\% = 21,7\%$$

$$\text{Для } x_2 \quad W_2 = \frac{|-20,695|}{68,5} \cdot 100\% = 30,2\%$$

$$\text{Для } x_3 \quad W_3 = \frac{|0,757|}{68,5} \cdot 100\% = 1,1\%$$

$$\text{Для } x_1 x_2 \quad W_{12} = \frac{|14,751|}{68,5} \cdot 100\% = 21,5\%$$

$$\text{Для } x_1 x_3 \quad W_{13} = \frac{|-0,539|}{68,5} \cdot 100\% = 0,8\%$$

Таким чином, для підтвердження деформації ВАХ напівпровідникових приладів в складі розсіювача при різних пристроях, відсутності спотворення ВАХ нелінійного елемента впливають:

- Досліджуваний пристрій (21,7 %);
- Рівень потужності ЗС НР (30,2 %);
- наявність спотворення ВАХ (1,1 %);
- взаємодія рівень потужності ЗС НР і пристрій (21,5 %);

Фактор рівень потужності ЗС НР має достатню значимість як у вигляді самостійного впливу, так і при взаємодії з формою ВАХ.

4.2 Використання методики повно-факторного експерименту для аналізу впливу девіації параметрів імітатора на спектр розсіяного сигналу

4.2.1. Аналіз результатів повнофакторного експерименту оцінки ефективності використання засобів нелінійної радіолокації за ступінь близькості до рівноважного стану

Факторний експеримент пов'язаний з варіюванням одночасно всіх факторів і перевіркою ймовірності результатів математико-статистичними методами [88; 89].

Якщо в експерименті при дворівневій системі вимірів факторів реалізуються всі можливі сполучення рівнів факторів, тобто $N = 2^k$ (k – кількість факторів), то він є повним факторним експериментом (ПФЕ).

Для створення матриці планування трьохфакторного експерименту щодо дослідження ефективності НР локалізувати ЗП використаємо наступні кодовані рівні факторів:

- x_0 – умови проведення експерименту (для всіх експериментів однакові);
- x_1 – рівень потужності ЗС НР («-1» – $P_{zc} < 0,3\text{Вт}$, «1» – $P_{zc} > 0,3\text{Вт}$);
- x_2 – поріг співвідношення рівнів гармоніки («-1» – 30..40 дБ, «1» – 20..30 дБ);
- x_3 – ступінь близькості до рівноважного стану γ («-1» – искривлено ВАХ,

«1» – не искривлено ВАХ).

Як параметр дослідження розглянемо максимальну відстань виявлення різного типу нелінійними радіолокаторами ЗП (табл. 4.4), причому парамету y_i відповідають наступним НР:

y_1 – «ОНЕГА 3»;

y_2 – «NR 900μ»;

y_3 – «NR 900Е»;

y_4 – «РОДНИК 23»;

y_5 – «ЦИКЛОН М1А».

Таблиця 4.4 – Результати експериментального дослідження ефективності НР

Номер експерименту	Досліджуван ий пристрій	Фактори				Добуток факторів				Максимальна відстань виявлення ЗП, м					Середнє значення, м
		x_0	x_1	x_2	x_3	x_1x_2	x_1x_3	x_2x_3	$x_1x_2x_3$	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	
1	$P_{3C} < 0,3$ Вт, $L = 30..40$ дБ $\gamma \neq 0$,	1	– 1	– 1	– 1	1	1	1	–1	0,5	0,55	0,56	0,53	0,86	0,6
2	$P_{3C} > 0,3$ Вт, $L = 30..40$ дБ $\gamma \neq 0$,	1	1	– 1	– 1	– 1	–1	1	1	0,84	0,94	0,95	0,9	1,32	0,99
3	$P_{3C} < 0,3$ Вт, $L = 20..30$ дБ $\gamma \neq 0$,	1	– 1	1	– 1	– 1	1	–1	1	0,8	0,86	0,87	0,84	1,13	0,9
4	$P_{3C} > 0,3$ Вт, $L = 20..30$ дБ $\gamma \neq 0$,	1	1	1	– 1	1	–1	–1	–1	1,45	1,56	1,54	1,5	1,9	1,59
5	$P_{3C} < 0,3$ Вт, $L = 30..40$ дБ $\gamma = 0$,	1	– 1	– 1	1	1	–1	–1	1	0,7	0,77	0,76	0,74	1,03	0,8
6	$P_{3C} > 0,3$ Вт, $L = 30..40$ дБ $\gamma = 0$,	1	1	– 1	1	– 1	1	–1	–1	1,25	1,3	1,29	1,31	1,6	1,35
7	$P_{3C} < 0,3$ Вт,	1	–	1	1	–	–1	1	–1	0,65	0,71	0,72	0,69	1,03	0,76

	L=20..30дБ $\gamma = 0$,		1			1									
8	P _{3C} >0,3 Вт, L=20..30дБ $\gamma = 0$,	1	1	1	1	1	1	1	1	1,69	1,81	1,8	1,75	2,2	1,85

По цих результатах ПФЕ побудуємо математичну модель системи методом регресійного аналізу.

Коефіцієнти рівняння регресії за методом найменших квадратів визначимо в наступний спосіб

$$B = (X \cdot X^T)^{-1} \cdot X^T \cdot Y \quad (4.1)$$

$$B = \begin{pmatrix} 1,105 \\ 0,34 \\ 0,17 \\ 0,085 \\ 0,105 \\ 0,07 \\ -0,055 \\ 0,03 \end{pmatrix}$$

Оскільки коваріаційна матриця $(X \cdot X^T)^{-1}$ для спланованого експерименту діагональна

$$(X \cdot X^T)^{-1} = \begin{pmatrix} 0.125 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.125 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.125 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.125 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.125 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.125 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.125 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.125 \end{pmatrix},$$

то коефіцієнти рівняння регресії некорельовані між собою. Значимість коефіцієнтів рівняння регресії перевірялася для кожного коефіцієнта окремо за критерієм Стюдента. Діагональні елементи коваріаційної матриці рівні між собою, тому всі коефіцієнти рівняння визначалися з однаковою точністю:

$$S_{bi} = \frac{1}{\sqrt{N \cdot m}} S_{відмб.}$$

У кожному рядку матриці планування визначимо середнє значення та дисперсію вимірюваної величини за значеннями m експериментів [44]:

$$\bar{y}_i = \frac{1}{m} \sum_{u=1}^m y_{ui} ; i = \overline{1, N} ;$$

$$S_i^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{u=1}^m [(y_{ui} - \bar{y}_i)^2], \quad i = \overline{1, N};$$

В якості оцінки для дисперсії відтворюваності обрано середню дисперсію

$$S_{\text{відтв}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i^2 = 0,0264$$

з числом ступенів свободи $f_{\text{відтв}} = N \cdot (m-1)$.

Дисперсія y , отримана за вибіркою обсягу m , дисперсії одиничного оцінювання:

$$S_y^2 = \frac{1}{m} S_{\text{відтв}}^2 = 0,00528$$

Дисперсія коефіцієнтів

$$S_{bi}^2 = \frac{1}{N} S_y^2 = 0,00066$$

Перевірка значимості коефіцієнтів лінійної регресії виконувалася за допомогою критерію Стюдента.

Були визначені відношення абсолютного значення коефіцієнта регресії b_i до середнього квадратичного відхилення похибки його визначення:

$$t_i = \frac{|b_i|}{S_{bi}}$$

i	$ b_i $	t_i
0	1,105	43,164
1	0,34	13,281
2	0,17	6,64
3	0,085	3,32
4	0,105	4,101
5	0,07	2,734

6	0,055	2,148
7	0,03	1,172

Було знайдено число ступенів свободи за формулою $f_3 = N(m-1) = 32$. Обраний рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень f_3 і q знайдено критичне значення $t_{кр}$.

Якщо розраховане значення величини відношення було більше критичного, тобто $t_i > t_{кр}$ то коефіцієнт b_i вважаємо статистично значимим, у противному випадку коефіцієнт b_i розглядається як статистично не значимий.

Згідно табличних даних $t_{кр} = 2$, а тому коефіцієнти b_7 вважаємо статистично не значимими.

Не значимість коефіцієнтів регресії може бути викликана рядом причин:

- фактор, що відповідає не значимому коефіцієнту, не впливає на функцію відгуку;
- має місце велика похибка у визначенні відгуку;
- обрано малий крок варіювання незалежної змінної;
- екстремум функції відгуку за змінною перебуває поблизу центра планування.

При даному плануванні (при лінійній моделі) всі коефіцієнти незалежні.

У підсумку рівняння регресії має вигляд:

$$\hat{y}_i = b_0 x_{0i} + b_1 x_{1i} + b_2 x_{2i} + b_3 x_{3i} + b_4 x_{1i} x_{2i} + b_5 x_{1i} x_{3i} + b_6 x_{2i} x_{3i},$$

Перевірка статистичної гіпотези щодо сили впливу факторів планування експерименту на тлі мінливості повторних досліджень.

Перевірка статистичної гіпотези щодо сили впливу факторів плану виконувалася в наступному порядку:

На першим кроці було розраховували експериментальне значення параметра $F_{N-1; N(m-1)}^{експ}$ за формулою

$$F_{N-1;N(m-1)}^{\text{експ}} = \frac{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\bar{y}_i - \bar{y})^2}{\frac{1}{N(m-1)} \sum_{i=1}^N \sum_{u=1}^m (y_{ui} - \bar{y}_i)^2},$$

де

- $\bar{y}_i$ – середнє значення результатів дослідів в i -му рядку матриці результатів; $1 \leq i \leq N$;
- $\bar{y}$ – середнє значення за всіма результатами досліджень;
- y_{ui} – результат в i -му рядку u -го експерименту; $1 \leq u \leq m$.

Таб. 4.5

Номер експерименту	$(\bar{y}_i - \bar{y})^2$	$(y_{1i} - \bar{y}_i)^2$	$(y_{2i} - \bar{y}_i)^2$	$(y_{3i} - \bar{y}_i)^2$	$(y_{4i} - \bar{y}_i)^2$	$(y_{5i} - \bar{y}_i)^2$
1	0,2537	0,01	0,0025	0,0016	0,0049	0,0676
2	0,0129	0,023	0,0025	0,0016	0,0081	0,1089
3	0,0415	0,01	0,0016	0,0009	0,0036	0,0529
4	0,2268	0,032	0,0004	0,0016	0,0064	0,10240
5	0,0922	0,01	0,0009	0,0016	0,0036	0,0529
6	0,0606	0,01	0,0025	0,0036	0,0016	0,0625
7	0,1181	0,012	0,0025	0,0016	0,0049	0,0729
8	0,5569	0,026	0,0016	0,0025	0,01	0,1225
Σ	1,3629	0,1326	0,0145	0,015	0,0431	0,6426

$$F_{N-1;N(m-1)}^{\text{експ}} = \frac{\frac{1}{8-1} \cdot 1,3629}{\frac{1}{8(5-1)} (0,1326 + 0,0145 + 0,015 + 0,0431 + 0,6426)} = 7,34977$$

Проведено визначення значення чисел ступенів свободи $f_1 = N - 1 = 7$ і $f_2 = N(m - 1) = 32$. Обраний рівень значимості q ($q = 0,05$). За даними [4] відповідно до значень f_1 , f_2 і q знайдене критичне значення параметра $F_{кр}$. У даному випадку $F_{кр} = 2,3$.

Якщо $F_{N-1;N(m-1)}^{\text{експ}} > F_{q;N-1;N(m-1)}^{\text{крит}}$, то отриману математичну модель приймаємо як доцільну, у противному випадку модель недоцільна.

Згідно з табличними даними для $q = 0,05$ дане співвідношення справедливе, а

значить одержана математична модель є доцільною.

Перевірка однорідності дисперсій.

Відповідно до вимог регресійного аналізу правильна обробка та використання результатів експериментальних досліджень можливі тільки у випадку, коли дисперсії вимірів функції відгуку в кожній точці дослідження однакові.

Така властивість є однорідністю дисперсій. Оскільки теоретичні значення дисперсій невідомі, то перевірка однорідності здійснювалася на підставі статистичних оцінок цих моментів.

Дисперсія для i -го дослідження визначалася за формулою:

$$S_i^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{u=1}^m [(y_{ui} - \bar{y}_i)^2], \quad i = \overline{1, N};$$

Перевірка однорідності вибірових дисперсій за критерієм Кохрена полягала в наступному:

$$G_{\text{експ}} = \frac{S_{\text{max}}^2}{\sum_{i=1}^N S_i^2} = \frac{0,04055}{0,21195} = 0,1913$$

Після чого визначине значення чисел ступенів свободи $f_1 = 2$, $f_2 = 8$ та обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдене критичне відношення $G_{\text{кр}}$ для п'ятивідсоткового рівня значимості.

Якщо $G_{\text{експ}} < G_{\text{кр}}$, то дисперсії вважається однорідними, у противному випадку – неоднорідними.

У випадку, коли перевірка дає негативний результат, отриманий емпіричний матеріал для апроксимації функції відгуку не рекомендується.

У даному випадку $G_{\text{кр}} = 0,3043$, тобто $G_{\text{експ}} < G_{\text{кр}}$, а це говорить про те, що дисперсії однорідні.

Перевірка адекватності моделі

Функція відгуку, апроксимована рядом, коефіцієнти якого знайдені за методом найменших квадратів, може не відповідати (бути неадекватною)

спостережуваним значенням величину y . Тому, перш ніж використовувати математичну модель для дослідження технічної системи, перевірена її адекватність даним експерименту за допомогою оцінки відхилень, обчислених за рівняннями регресії, значень функцій y від експериментально простору y . Для оцінки відхилень використаний критерій Фішера.

Найбільш надійні результати перевірки адекватності виходять у планах (повні та дробові плани для лінійних регресій, композиційні плани для квадратичних регресій), що забезпечують однакову точність передбачених значень функції відгуку в точках, що перебувають на однакових відстанях від центра експерименту. Перевірка адекватності математичної моделі виконувалася у кілька етапів.

Знайдено дисперсію адекватності S_{ad}^2 за формулою

$$S_{ad}^2 = \frac{m}{N-l} \sum_{u=1}^N (\hat{y}_u - \bar{y}_u)^2,$$

де

l – число значимих коефіцієнтів адекватності;

$\hat{y}_u$ – значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії в u -му досліді;

$\bar{y}_u$ – середнє арифметичне значення функції відгуку з m паралельних оцінок.

Номер експерименту	y_u	$\bar{y}_u$	$(y_u - \bar{y}_u)^2$
1	0,63	0,6	0,0009
2	0,96	0,99	0,0009
3	0,87	0,9	0,0009
4	1,62	1,59	0,0009
5	0,77	0,8	0,0009
6	1,38	1,35	0,0009
7	0,79	0,76	0,0009
8	1,82	1,85	0,0009
Σ			0,0072

$$S_{ад}^2 = \frac{5}{8-7} \cdot 0,0072 = 0,036.$$

Розраховано значення F-критерію Фішера (дисперсійне відношення):

$$F_{оп} = \frac{S_{ад}^2}{S_{відтв}^2} = \frac{0,036}{0,0264} = 1,364$$

та визначено значення чисел ступенів свободи f_1 та f_2 : $f_1 = N - 1 = 7$,
 $f_2 = N(m - 1) = 32$.

Обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдено критичне значення параметра $F_{кр}$. У даному випадку $F_{кр} = 2$.

Якщо розраховане значення параметра $F_{оп}$ не перевищуватиме критичне, тобто $F_{оп} < F_{кр}$, то математичний опис функції відгуку рівняннями регресії вважаємо адекватним, у противному випадку опис буде неадекватним досліджуваному процесу.

Виходячи з отриманих розрахунків, математичний опис функції відгуку є адекватним досліджуваному процесу.

Перевірка значимості коефіцієнті множинної кореляції R

Коефіцієнт множинної кореляції R розраховувався за формулою:

$$R = \left\{ 1 - \frac{\sum_{u=1}^N (\bar{y}_u - y_u)^2}{\sum_{u=1}^N (\bar{y}_u - \bar{y})^2} \right\}^{\frac{1}{2}},$$

де

- $\hat{y}_u$ – значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії в u -му досліді;
- $\bar{y}_u$ – середнє арифметичне значення функції відгуку з m паралельних оцінок.
- $\bar{y}$ – середнє значення за всіма результатами досліджень, $\bar{y} = 1,10375$.

Номер експерименту	y_u	$\bar{y}_u$	$(\bar{y}_u - y_u)^2$	$(\bar{y}_u - \bar{y})^2$
1	0,63	0,6	0,0009	0,2537
2	0,96	0,99	0,0009	0,0129
3	0,87	0,9	0,0009	0,0415
4	1,62	1,59	0,0009	0,2268
5	0,77	0,8	0,0009	0,0922
6	1,38	1,35	0,0009	0,0606
7	0,79	0,76	0,0009	0,1181
8	1,82	1,85	0,0009	0,5568
Σ			0,0072	1,362988

У даному випадку

$$R = \left(1 - \frac{0,0072}{1,362988} \right)^{\frac{1}{2}} = 0,997$$

Для аналізу отриманої величини множинного коефіцієнта кореляції R використані відомості табл. 4.3 [23].

Число N_R помітних градацій відгуку	Відносна наведена похибка γ , %	Коефіцієнт множинної кореляції R
1	50	0,0
2	25	0,9
3	16	0,96
4	12	0,98
6	8	0,99
20	2,5	0,999
60	0,8	0,9999
200	0,25	0,99999

Коефіцієнт множинної кореляції $R=0,997$, що говорить про те, що відносна наведена похибка не перевищить 8%, тобто в цьому випадку модель цілком прийнятна.

Гіпотезу про значимість множинного коефіцієнта кореляції перевірено за F-критерієм:

$$F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{експ}} = \frac{\left[\sum_{i=1}^N (\bar{y}_i - \bar{y})^2 - \sum_{i=1}^N (\bar{y}_i - \hat{y}_i)^2 \right] / (l-1)}{\sum_{i=1}^N \sum_{u=1}^m (y_{ui} - \hat{y}_i)^2 / (N \cdot m - l)},$$

де y_{ui} – результат в i -му рядку u -го експерименту; $1 \leq u \leq m$;

l – число значимих коефіцієнтів.

$\hat{y}_u$ – значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії в u -му досліді;

$\bar{y}_u$ – середнє арифметичне значення функції відгуку з m паралельних оцінок.

– $\bar{y}$ – середнє значення за всіма результатами дослідів,

Таб. 4.6

Номер експерименту	$(y_{1i} - y_i)^2$	$(y_{2i} - y_i)^2$	$(y_{3i} - y_i)^2$	$(y_{4i} - y_i)^2$	$(y_{5i} - y_i)^2$
1	0,0169	0,0064	0,0049	0,01	0,0529
2	0,0144	0,0004	0,0001	0,0036	0,1296
3	0,0049	0,0001	0	0,0009	0,0676
4	0,0484	0,0036	0,0064	0,0144	0,0784
5	0,0049	0	0,0001	0,0009	0,0676
6	0,0169	0,0064	0,0081	0,0049	0,0484
7	0,0196	0,0064	0,0049	0,01	0,0576
8	0,0169	0,0001	0,0004	0,0049	0,1444
Σ	0,1429	0,0234	0,0249	0,0496	0,6465

$$\sum_{u=1}^N \sum_{l=1}^m (y_{ui} - y_i)^2 = 0,8873$$

$$F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{експ}} = \frac{[1,362988 - 0,0072]/(7-1)}{0,8873/(8 \cdot 5 - 7)} = \frac{0,2259}{0,02688} = 8,404$$

Якщо $F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{експ}} \leq F_{q;(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{крит}}$, то гіпотеза про статичну не значимість R приймалася. Оскільки в даному випадку $F_{0,05;6;33}^{\text{крит}} = 2,4$, тобто $F^{\text{експ}}$ значно перевищує $F^{\text{крит}}$, то гіпотеза про статистичну значимість R приймається, а це говорить про те, що прогноз за рівнянням регресії дає більш корисну інформацію, чим знання $\bar{y}$.

Перевірка моделі на стійкість

Розширена матриця X має розмір $(N \times l)$, де N - число рядків (досліджень), l - число стовпців (ефектів), введених в модель.

Для матриці $X^T X$ розміром (6×6) кожна по стовпцях $1 \leq j \leq 6$ сума $\sum_{i=1}^6 |a_{ij}| = 8$.

Для матриці $(X^T X)^{-1}$ розміром (6×6) кожна по стовпцях $1 \leq j \leq 6$ сума $\sum_{i=1}^6 |a_{ij}| = \frac{1}{8}$.

Число обумовленості $(X^T X)_1$ буде

$$\text{cond}(X^T X) = 8 \cdot \frac{1}{8} = 1$$

Отже, в даному випадку система є стійкою.

З рівняння регресії видно, що на вихідний параметр, а саме максимальну відстань виявлення ЗП, суттєво впливають всі зазначені фактори, що діють не тільки окремо один від одного, а й разом.

Значущість всіх факторів (у відсотках) розраховується за формулою

$$W_i = \frac{|b_i|}{\hat{y}_{\max}} \cdot 100\%,$$

де W_i – значущість впливу i -го фактора на значення вихідного параметра; b_i – коефіцієнт рівняння регресії, що відповідає i -му фактору; $\hat{y}_{\max}$ – максимальне значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії.

Значущість суттєвих взаємодій факторів (у відсотках) визначалося за формулою

$$W_{iu} = \frac{|b_{iu}|}{\hat{y}_{\max}} \cdot 100\%,$$

де W_{ju} – значущість впливу взаємодії j -го та u -го факторів на значення вихідного параметра; b_{iu} – коефіцієнт рівняння регресії, що відповідає взаємодії j -го та u -го факторів; $\hat{y}_{\max}$ – максимальне значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії. У даному випадку:

$$\text{Для } x_1 \quad W_1 = \frac{0,34}{1,82} \cdot 100\% = 18,68\%$$

$$\text{Для } x_2 \quad W_2 = \frac{0,17}{1,82} \cdot 100\% = 9,34\%$$

$$\text{Для } x_3 \quad W_3 = \frac{0,085}{1,82} \cdot 100\% = 4,67\%$$

$$\text{Для } x_1x_2 \quad W_{12} = \frac{0,105}{1,82} \cdot 100\% = 5,77\%$$

$$\text{Для } x_1x_3 \quad W_{13} = \frac{0,07}{1,82} \cdot 100\% = 3,84\%$$

$$\text{Для } x_2x_3 \quad W_{23} = \frac{0,055}{1,82} \cdot 100\% = 3,02\%$$

Отже, проведені натурні експериментальні дослідження за повнофакторним планом підтвердили вплив всіх значених факторів не тільки діючих окремо один від одного, а також значний внесок і їх взаємодій.

Значимими факторами є:

- рівень потужності ЗС НР (18,68%);
- порог співвідношення рівнів гармоніки (9,34%);
- ступінь близькості до рівноважного стану (4,67%);
- взаємодія виду рівень потужності ЗС НР з порогом співвідношення рівнів гармоніки;
- взаємодія виду рівень потужності ЗС НР з ступінь близькості до рівноважного стану;
- взаємодія порога співвідношення рівнів гармоніки з ступінь близькості до рівноважного стану.

4.2.2. Аналіз результатів повнофакторного експерименту оцінки ефективності використання засобів нелінійної радіолокації за номінальної напруги зміщення

Для створення матриці планування трьохфакторного експерименту щодо дослідження ефективності НР локалізувати ЗП використані наступні кодовані рівні факторів:

x_0 – умови проведення експерименту (для всіх експериментів однакові);

x_1 – рівень потужності ЗС НР («-1» – $P_{ЗС} < 0,3\text{Вт}$, «1» – $P_{ЗС} > 0,3\text{Вт}$);

x_2 – порог співвідношення рівнів гармоніки («-1» – 30..40 дБ, «1» – 20..30 дБ);

x_3 – значення номінальної напруги зміщення («-1» – $U_{0н} = 1$, «1» – $U_{0н} = 0,2$).

Номер експ-ту	Умови дослідження
1	$P_{ЗС} < 0,3\text{ Вт}$, $L=30..40\text{дБ}$ $U_{0н} = 1$,
2	$P_{ЗС} > 0,3\text{ Вт}$, $L=30..40\text{дБ}$ $U_{0н} = 1$,
3	$P_{ЗС} < 0,3\text{ Вт}$, $L=20..30\text{дБ}$ $U_{0н} = 1$,
4	$P_{ЗС} > 0,3\text{ Вт}$, $L=20..30\text{дБ}$ $U_{0н} = 1$,
5	$P_{ЗС} < 0,3\text{ Вт}$, $L=30..40\text{дБ}$ $U_{0н} = 0,2$,
6	$P_{ЗС} > 0,3\text{ Вт}$, $L=30..40\text{дБ}$ $U_{0н} = 0,2$,
7	$P_{ЗС} < 0,3\text{ Вт}$, $L=20..30\text{дБ}$ $U_{0н} = 0,2$
8	$P_{ЗС} > 0,3\text{ Вт}$, $L=20..30\text{дБ}$ $U_{0н} = 0,2$

Таблиця 4.7 – Результати експериментального дослідження за ПФП ефективності нелінійних радіолокаторів локалізувати ЗП

Номер експерименту	Фактори				Добуток факторів				Кількісна частка вірно ідентифікованих компонентів вибірки, %					Середнє значення, %
	x_0	x_1	x_2	x_3	x_1x_2	x_1x_3	x_2x_3	$x_1x_2x_3$	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	
1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	0,51	0,6	0,59	0,55	0,85	0,62
2	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	0,95	1,07	1,08	1,05	1,45	1,12
3	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	0,8	0,87	0,89	0,84	1,2	0,92
4	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1,45	1,59	1,6	1,56	2	1,64
5	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	0,61	0,7	0,69	0,67	0,93	0,72
6	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1,21	1,32	1,33	1,28	1,66	1,36
7	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	0,71	0,83	0,82	0,77	1,17	0,86
8	1	1	1	1	1	1	1	1	1,67	1,84	1,83	1,8	2,26	1,88

Як параметр дослідження розглядалася ефективна відстань від НР до імітатор, параметри порогу співвідношення рівнів гармоніки та значення номінальної напруги зміщення (табл. 4.4), причому y_i значення параметра відповідають вище згаданим НР.

Коефіцієнти рівняння регресії визначаються за формулою (4.1)

$$B = \begin{pmatrix} 1,14 \\ 0,36 \\ 0,185 \\ 0,065 \\ 0,075 \\ 0,055 \\ -0,02 \\ 0,02 \end{pmatrix}.$$

В якості оцінки для дисперсії відтворюваності вибрано середнє значення дисперсії

$$S_{\text{відтв}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i^2 = 0,03145$$

з числом ступенів свободи $f_{\text{відтв}} = N \cdot (m-1)$.

Дисперсія y , отримана за вибіркою обсягу m , в m раз менше дисперсії одиничного оцінювання:

$$S_y^2 = \frac{1}{m} S_{\text{відтв}}^2 = 0,00629$$

Дисперсія коефіцієнтів

$$S_{b_i}^2 = \frac{1}{N} S_y^2 = 0,00078$$

Перевірка значимості коефіцієнтів лінійної регресії виконана за допомогою критерію Стюдента, знайдено число ступенів свободи за формулою

$f_3 = N(m-1) = 32$, обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними в спеціальній [4] відповідно до значень f_3 і q знайдено критичне значення $t_{кр}$.

Якщо розраховане значення величини відношення було більше критичного, тобто $t_i > t_{кр}$ то коефіцієнт b_i вважали статистично значимим, у противлежному випадку коефіцієнт b_i розглядали як статистично не значимий. Згідно табличних даних $t_{кр} = 2$, а тому коефіцієнти b_7 вважаємо статично не значимими.

У підсумку рівняння регресії має вигляд:

$$\hat{y}_u = b_0 x_{0u} + b_1 x_{1u} + b_2 x_{2u} + b_3 x_{3u} + b_4 x_{1u} x_{2u},$$

Перевірка статистичної гіпотези щодо сили впливу факторів плану:

$$F_{N-1; N(m-1)}^{\text{експ}} = \frac{\frac{1}{8-1} \cdot 1,3629}{\frac{1}{8(5-1)} (0,1326 + 0,0145 + 0,015 + 0,0431 + 0,6426)} = 7,34977$$

Визначено значення чисел ступенів свободи $f_1 = N - 1 = 7$ і $f_2 = N(m - 1) = 32$. З рівнем значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень f_1 , f_2 і q знайдено критичне значення параметра $F_{кр}$. У даному випадку $F_{кр} = 2,3$.

Якщо $F_{N-1; N(m-1)}^{\text{експ}} > F_{q; N-1; N(m-1)}^{\text{крит}}$, то отриману математичну модель приймаємо як доцільну.

Згідно з табличними даними для $q=0,05$ дане співвідношення справедливе, тобто одержана математична модель є доцільною.

Дисперсія для i -го дослідів визначалася за формулою:

$$S_i^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{u=1}^m [(y_{ui} - \bar{y}_i)^2], \quad i = \overline{1, N};$$

Перевірка однорідності вибірових дисперсій за критерієм Кохрена полягала в наступному:

$$G_{\text{експ}} = \frac{S_{\max}^2}{\sum_{i=1}^N S_i^2} = \frac{0,04055}{0,21195} = 0,1913$$

Після чого визначилося значення чисел ступенів свободи $f_1 = 2$, $f_2 = 8$ та обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдено критичне відношення $G_{кр}$ для п'ятивідсоткового рівня значимості.

Якщо $G_{\text{експ}} < G_{кр}$, то дисперсії вважали однорідними.

У випадку, коли перевірка дає негативний результат, отриманий емпіричний матеріал використовувати для апроксимації функції відгуку не рекомендується. У даному випадку $G_{кр} = 0,3043$, тобто $G_{\text{експ}} < G_{кр}$, а це говорить про те, що дисперсії однорідні.

Перевірка адекватності моделі. Дисперсію адекватності $S_{ад}^2$ за формулою

$$S_{\text{ад}}^2 = \frac{m}{N-l} \sum_{u=1}^N (\hat{y}_u - \bar{y}_u)^2$$

$$S_{\text{ад}}^2 = \frac{5}{8-7} \cdot 0,0072 = 0,036.$$

Розраховано значення F-критерію Фішера (дисперсійне відношення):

$$F_{\text{оп}} = \frac{S_{\text{ад}}^2}{S_{\text{відтв}}^2} = \frac{0,036}{0,0264} = 1,364$$

та визначено значення чисел ступенів свободи f_1 та f_2 : $f_1 = N - 1 = 7$, $f_2 = N(m - 1) = 32$.

Обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними табл. [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдене критичне значення параметра $F_{\text{кр}}$. У даному випадку $F_{\text{кр}} = 2$.

Якщо розраховане значення параметра $F_{\text{оп}}$ не перевищуватиме критичне, тобто $F_{\text{оп}} < F_{\text{кр}}$, то математичний опис функції відгуку рівняннями регресії вважаємо адекватним.

Виходячи з отриманих розрахунків, математичний опис функції відгуку є адекватним досліджуваному процесу.

Коефіцієнт множинної кореляції R розраховувався за формулою:

$$R = \left\{ 1 - \frac{\sum_{u=1}^N (\bar{y}_u - y_u)^2}{\sum_{u=1}^N (\bar{y}_u - \bar{y})^2} \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$\text{У даному випадку } R = \left(1 - \frac{0,0072}{1,362988} \right)^{\frac{1}{2}} = 0,997$$

це говорить про те, що відносна наведена похибка не перевищить 8%, тобто в цьому випадку модель цілком прийнятна.

Гіпотезу про значимість множинного коефіцієнта кореляції перевірено за F-критерієм:

$$F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{експ}} = \frac{[1,362988 - 0,0072]/(7-1)}{0,8873/(8 \cdot 5 - 7)} = \frac{0,2259}{0,02688} = 8,404$$

Якщо $F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{експ}} \leq F_{q;(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{крит}}$, то гіпотеза про статичну не значимість R приймалася. Оскільки в даному випадку $F_{0,05;6;33}^{\text{крит}} = 2,4$, тобто $F^{\text{експ}}$ значно перевищує $F^{\text{крит}}$, то гіпотеза про статистичну значимість R приймається, а це говорить про те, що прогноз за рівнянням регресії дає більш корисну інформацію, чим знання $\bar{y}$.

Перевірка моделі на стійкість. Коефіцієнти математичної моделі повинні бути стійкі до відносно малих випадкових змін у вихідних даних, отриманих за допомогою експериментів.

Для кількісного показника стійкості коефіцієнтів математичної моделі використано дві міри обумовленості: по Нейману-Голдстейну та число обумовленості матриці $X^T X$.

$$\text{Число обумовленості } (X^T X)_1 \text{ буде } \text{cond}(X^T X) = 8 \cdot \frac{1}{8} = 1$$

Отже, в даному випадку система є стійкою.

З рівняння регресії слідує, що на вихідний параметр, а саме максимальну відстань виявлення ЗП, суттєво впливають всі зазначені фактори, що діють не тільки окремо один від одного, а й разом.

Значущість суттєвих взаємодій факторів (у відсотках) визначається за формулою

$$W_{iu} = \frac{|b_{iu}|}{\hat{y}_{\max}} \cdot 100\%,$$

де W_{ju} – значущість впливу взаємодії j -го та u -го факторів на значення вихідного параметра; b_{iu} – коефіцієнт рівняння регресії, що відповідає взаємодії j -го та u -го факторів; $\hat{y}_{\max}$ – максимальне значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії. У даному випадку:

$$\text{Для } x_1 \quad W_1 = \frac{0,36}{1,825} \cdot 100\% = 19,73\%$$

$$\text{Для } x_2 \quad W_2 = \frac{0,185}{1,825} \cdot 100\% = 10,14\%$$

$$\text{Для } x_3 \quad W_3 = \frac{0,065}{1,825} \cdot 100\% = 3,56\%$$

$$\text{Для } x_1 x_2 \quad W_{12} = \frac{0,075}{1,825} \cdot 100\% = 4,11\%$$

Отже, проведені натурні експериментальні дослідження за повнофакторним планом підтвердили вплив всіх значених факторів, не тільки діючих окремо один від одного, а також значний внесок і їх взаємодій.

Значимими факторами є:

- рівень потужності ЗС НР (19,73%);
- порог співвідношення рівнів гармоніки (10,14%);
- значення номінальний напруги зміщення (3,56%);
- взаємодія виду рівень потужності ЗС НР з порогу співвідношення рівнів гармоніки (4,11%).

4.2.3. Аналіз результатів повнофакторного експерименту оцінки ефективності використання засобів нелінійної радіолокації з спірними антенами

Для створення матриці планування трьох-факторного експерименту щодо дослідження ефективності НР локалізувати ЗП використовуються наступні кодовані рівні факторів:

- x_0 – умови проведення експерименту (для всіх експериментів однакові);
- x_1 – діаметр спіральної антени («-1» – $d_{\text{антен}} = 0,05\text{м}$, «1» – $d_{\text{антен}} = 0,1\text{м}$);
- x_2 – порог співвідношення рівнів гармоніки («-1» – 30..40 дБ, «1» – 20..30 дБ);
- x_3 – ступінь близькості до рівноважного стану γ («-1» – викривлена ВАХ, «1» – невикривана ВАХ).

Як параметр дослідження розглядається максимальна відстань виявлення ЗП різними нелінійними радіолокаторами (табл. 4.8), причому y_i значення параметра

відповідають наступним НР:

y_1 – «ОНЕГА 3»;

y_2 – «NR 900μ»;

y_3 – «NR 900E»;

y_4 – «РОДНИК 23»;

y_5 – «ЦИКЛОН М1А».

Таблиця 4.8 –Результати експериментального дослідження за ПФП ефективності НР виявляти ЗП

Номер експерименту	Досліджуван ий пристрій	Фактори				Добуток факторів				Максимальна відстань виявлення ЗП, м					Середнє значення, м
		x_0	x_1	x_2	x_3	x_1x_2	x_1x_3	x_2x_3	$x_1x_2x_3$	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	$\bar{y}_i$
1	$D_{\text{антенн}}=0,05\text{м}$, $L=30..40\text{дБ}$ $\gamma \neq 0$,	1	1	1	1	1	1	1	-1	0,4	0,45	0,46	0,43	0,76	0,5
2	$D_{\text{антенн}}=0,1\text{м}$, $L=30..40\text{дБ}$ $\gamma \neq 0$,	1	1	1	1	-1	-1	1	1	1,29	1,36	1,37	1,38	1,6	1,4
3	$D_{\text{антенн}}=0,05\text{м}$, $L=20..30\text{дБ}$ $\gamma \neq 0$,	1	1	1	1	-1	1	-1	1	0,8	0,86	0,87	0,84	1,13	0,9
4	$D_{\text{антенн}}=0,1\text{м}$, $L=20..30\text{дБ}$ $\gamma \neq 0$,	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1,02	1,06	1,07	1,08	1,27	1,1
5	$D_{\text{антенн}}=0,05\text{м}$, $L=30..40\text{дБ}$ $\gamma = 0$,	1	1	1	1	1	-1	-1	1	0,7	0,77	0,76	0,74	1,03	0,8
6	$D_{\text{антенн}}=0,1\text{м}$, $L=30..40\text{дБ}$ $\gamma = 0$,	1	1	1	1	-1	1	-1	-1	0,95	0,97	0,99	1,01	1,08	1
7	$D_{\text{антенн}}=0,05\text{м}$, $L=20..30\text{дБ}$ $\gamma = 0$,	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	0,75	0,82	0,81	0,79	1,13	0,86
8	$D_{\text{антенн}}=0,1\text{м}$, $L=20..30\text{дБ}$ $\gamma = 0$,	1	1	1	1	1	1	1	1	1,49	1,54	1,58	1,57	1,82	1,6

На основі даних ПФЕ побудована математична модель технічної системи методом регресійного аналізу. Коефіцієнти рівняння регресії за методом найменших квадратів визначаються в наступний спосіб

$$B = (X \cdot X^T)^{-1} \cdot X^T \cdot Y$$

$$B = \begin{pmatrix} 1,019 \\ 0,256 \\ 0,094 \\ 0,044 \\ -0,019 \\ -0,019 \\ 0,069 \\ 0,156 \end{pmatrix}$$

Діагональні елементи коваріаційної матриці рівні між собою, тому всі коефіцієнти рівняння визначалися з однаковою точністю:

$$S_{bi} = \frac{1}{\sqrt{N \cdot m}} S_{відмб.}$$

В якості оцінки для дисперсії відтворюваності вибрана середня дисперсія

$$S_{відтв}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i^2 = 0,0165$$

з числом ступенів свободи $f_{відмб} = N \cdot (m-1)$.

Дисперсія у, отримана за вибіркою обсягу m, в m раз менше дисперсії одиничного оцінювання:

$$S_y^2 = \frac{1}{m} S_{відмб}^2 = 0,0033$$

Дисперсію коефіцієнтів

$$S_{bi}^2 = \frac{1}{N} S_y^2 = 0,0004125$$

Перевірка значимості коефіцієнтів лінійної регресії, виконана за допомогою критерію Стюдента.

Визначено відношення абсолютного значення коефіцієнта регресії b_i до середнього квадратичного відхилення похибки його визначення:

$$t_i = \frac{|b_i|}{S_{bi}}$$

Табл.4.9

i	$ b_i $	t_i
0	1,019	50,197
1	0,256	12,611
2	0,094	4,63
3	0,044	2,167
4	0,019	0,935
5	0,019	0,935
6	0,069	3,399
7	0,156	7,685

Знайдено число ступенів свободи за формулою $f_3 = N(m-1) = 32$. Після чого обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними в спеціальній таблиці [4] відповідно до значень f_3 і q знайдено критичне значення $t_{кр}$.

Якщо розраховане значення величини відношення було більше критичного, тобто $t_i > t_{кр}$ то коефіцієнт b_i вважали статистично значимим.

Згідно табличних даних $t_{кр} = 2$, а тому коефіцієнти b_7 вважаємо статично не значимими.

Не значимість коефіцієнтів регресії може бути викликана рядом причин:

- фактор, що відповідає не значимому коефіцієнту, не впливає на функцію відгуку;
- має місце більша похибка у визначенні відгуку;
- обрано малий крок варіювання незалежної змінної;
- екстремум функції відгуку за змінною перебуває поблизу центра планування.

У підсумку рівняння регресії має вигляд:

$$\hat{y}_u = b_0 x_{0u} + b_1 x_{1u} + b_2 x_{2u} + b_3 x_{3u} + b_6 x_{2u} x_{3u} + b_7 x_{1u} x_{2u} x_{3u},$$

Перевірка статистичної гіпотези щодо сили впливу факторів плану виконувалася в наступному порядку:

Розрахуємо експериментальне значення параметра $F_{N-1;N(m-1)}^{експ}$

$$F_{N-1;N(m-1)}^{експ} = \frac{\frac{1}{8-1} \cdot 1,3629}{\frac{1}{8(5-1)}(0,1326 + 0,0145 + 0,015 + 0,0431 + 0,6426)} = 7,34977$$

Визначено значення чисел ступенів свободи $f_1 = N - 1 = 7$ і $f_2 = N(m - 1) = 32$, обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень f_1 , f_2 і q знайдено критичне значення параметра $F_{кр}$. У даному випадку $F_{кр} = 2,3$.

Якщо $F_{N-1;N(m-1)}^{експ} > F_{q;N-1;N(m-1)}^{крит}$, то отриману математичну модель приймаємо як доцільну.

Згідно з табличними даними для $q=0,05$ дане співвідношення справедливе, а значить одержана математична модель є доцільною.

Відповідно до вимог регресійного аналізу правильна обробка та використання результатів експериментальних досліджень можливі тільки у випадку, коли дисперсії вимірів функції відгуку в кожній точці дослідження однакові.

Перевірка однорідності вибірових дисперсій за критерієм Кохрена полягала в наступному:

$$G_{експ} = \frac{S_{max}^2}{\sum_{i=1}^N S_i^2} = \frac{0,04055}{0,21195} = 0,1913$$

Визначено значення чисел ступенів свободи $f_1 = 2$, $f_2 = 8$ та рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдене критичне відношення $G_{кр}$ для п'ятивідсоткового рівня значимості.

Якщо $G_{експ} < G_{кр}$, то дисперсії вважали однорідними.

У даному випадку $G_{кр} = 0,3043$, тобто $G_{експ} < G_{кр}$, це говорить про те, що

дисперсії однорідні.

Перевірка адекватності математичної моделі виконувалася у кілька етапів.

Знайдено дисперсію адекватності $S_{ад}^2 = \frac{5}{8-7} \cdot 0,0072 = 0,036$.

Розраховано значення F-критерію Фішера (дисперсійне відношення):

$$F_{оп} = \frac{S_{ад}^2}{S_{відтв}^2} = \frac{0,036}{0,0264} = 1,364$$

та визначено значення чисел ступенів свободи f_1 та f_2 : $f_1 = N - 1 = 7$,
 $f_2 = N(m - 1) = 32$.

Обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдено критичне значення параметра $F_{кр}$. У даному випадку $F_{кр} = 2$.

Якщо розраховане значення параметра $F_{оп}$ не перевищуватиме критичне, тобто $F_{оп} < F_{кр}$, то математичний опис функції відгуку рівняннями регресії вважаємо адекватним.

Виходячи з отриманих розрахунків, математичний опис функції відгуку є адекватним досліджуваному процесу.

Коефіцієнт множинної кореляції у даному випадку

$$R = \left(1 - \frac{0,0072}{1,362988} \right)^{\frac{1}{2}} = 0,997$$

це говорить про те, що відносна наведена похибка не перевищує 8%, тобто в цьому випадку модель цілком прийнятна.

Гіпотезу про значимість множинного коефіцієнта кореляції перевірена за F-критерієм:

$$F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{експ} = \frac{[1,362988 - 0,0072]/(7 - 1)}{0,8873/(8 \cdot 5 - 7)} = \frac{0,2259}{0,02688} = 8,404$$

Якщо $F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{експ} \leq F_{q;(l-1);(N \cdot m - l)}^{крит}$, то гіпотеза про статичну не значимість R приймалася.

Оскільки в даному випадку $F_{0,05;6;33}^{крит} = 2,4$, тобто $F^{експ}$ значно перевищує $F^{крит}$, то гіпотеза про статистичну значимість R приймається, це говорить про те, що прогноз за рівнянням регресії дає більш корисну інформацію, чим знання $\bar{y}$.

Для кількісного показника стійкості коефіцієнтів математичної моделі використано дві міри обумовленості: по Нейману-Голдстейну та число обумовленості матриці $X^T X$. Число обумовленості $(X^T X)_1$ буде

$$cond(X^T X) = 8 \cdot \frac{1}{8} = 1$$

З рівняння регресії слідує, що на вихідний параметр, а саме максимальну відстань виявлення ЗП, суттєво впливають всі зазначені фактори, що діють не тільки окремо один від одного, а й разом.

Значущість суттєвих взаємодій факторів (у відсотках) визначається за формулою

$$W_{iu} = \frac{|b_{iu}|}{\hat{y}_{max}} \cdot 100\%,$$

де W_{ju} – значущість впливу взаємодії j -го та u -го факторів на значення вихідного параметра; b_{iu} – коефіцієнт рівняння регресії, що відповідає взаємодії j -го та u -го факторів; $\hat{y}_{max}$ – максимальне значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії. У даному випадку:

$$\text{Для } x_1 \quad W_1 = \frac{0,256}{1,63} \cdot 100\% = 15,7\%$$

$$\text{Для } x_2 \quad W_2 = \frac{0,094}{1,63} \cdot 100\% = 5,76\%$$

$$\text{Для } x_3 \quad W_3 = \frac{0,044}{1,63} \cdot 100\% = 2,69\%$$

$$\text{Для } x_2 x_3 \quad W_{12} = \frac{0,069}{1,63} \cdot 100\% = 4,23\%$$

$$\text{Для } x_1 x_2 x_3 \quad W_{23} = \frac{0,156}{1,63} \cdot 100\% = 9,57\%$$

Отже, проведені натурні експериментальні дослідження за повним-

факторним планом підтвердили вплив всіх значених факторів не тільки діючих окремо один від одного, а також значний внесок і їх взаємодій.

Значимими факторами є:

- діаметр спіральної антени (15,7%);
- порог співвідношення рівнів гармоніки (5,76%);
- ступінь близькості до рівноважного стану (2,69%);
- взаємодія виду ступіня близькості до рівноважного стану з порогом співвідношення рівнів гармоніки (4,23%);
- взаємодія діаметра спіральної антени з порогом співвідношення рівнів гармоніки та ступінь близькості до рівноважного стану (9,57%);
- взаємодія порога співвідношення рівнів гармоніки з ступінем близькості до рівноважного стану.

4.2.4. Аналіз результатів повнофакторного експерименту оцінки ефективності використання засобів нелінійної радіолокації за використання універсально імітатор с різними напругам зміщення

Для створення матриці планування трьохфакторного експерименту щодо дослідження ефективності НР локалізувати ЗП використовуються наступні кодовані рівні факторів [89]:

x_0 – умови проведення експерименту (для всіх експериментів однакові);

x_1 – рівень потужності ЗС НР («-1» – $P_{zc} < 0,3 \text{ Вт}$, «1» – $P_{zc} > 0,3 \text{ Вт}$);

x_2 – порога співвідношення рівнів гармоніки («-1» – 30..40 дБ, «1» – 20..30 дБ);

x_3 – значення номінальний напруги зміщення («-1» – $U_{0н} = 1$, «1» – $U_{0н} = 0,2$).

Номер експ-ту	Умови дослідження
1	$P_{zc} < 0,3 \text{ Вт}$, $L = 30..40 \text{ дБ}$, $U_{0н} = 1$
2	$P_{zc} > 0,3 \text{ Вт}$, $L = 30..40 \text{ дБ}$, $U_{0н} = 1$
3	$P_{zc} < 0,3 \text{ Вт}$, $L = 20..30 \text{ дБ}$, $U_{0н} = 1$

4	$P_{3C} > 0,3 \text{ ВТ, } L=20..30\text{дБ, } U_{0H} = 1$
5	$P_{3C} < 0,3 \text{ ВТ, } L=30..40\text{дБ, } U_{0H} = 0,2$
6	$P_{3C} > 0,3 \text{ ВТ, } L=30..40\text{дБ, } U_{0H} = 0,2$
7	$P_{3C} < 0,3 \text{ ВТ, } L=20..30\text{дБ, } U_{0H} = 0,2$
8	$P_{3C} > 0,3 \text{ ВТ, } L=20..30\text{дБ, } U_{0H} = 0,2$

Таблиця 4.10 – Результати експериментального дослідження за ПФП ефективності нелінійних радіолокаторів локалізувати ЗП

Номер експерименту	Фактори				Добуток факторів				Кількісна частка вірно ідентифікованих компонентів вибірки, %					Середнє значення, %
	x_0	x_1	x_2	x_3	x_1x_2	x_1x_3	x_2x_3	$x_1x_2x_3$	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	$\bar{y}_i$
1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	0,51	0,6	0,59	0,62	0,88	0,64
2	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1,12	1,17	1,18	1,15	1,38	1,2
3	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	0,78	0,77	0,8	0,81	0,99	0,83
4	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1,2	1,27	1,26	1,25	1,42	1,28
5	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	0,68	0,75	0,74	0,72	0,91	0,76
6	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1,21	1,3	1,31	1,28	1,5	1,32
7	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	0,81	0,86	0,87	0,84	1,12	0,9
8	1	1	1	1	1	1	1	1	1,71	1,75	1,78	1,76	2	1,8

Як параметр дослідження розглядається ефективна відстань від НР до імітатор, параметри порог співвідношення рівнів гармоніки та значення номінальної напруги зміщення (табл. 4.10), причому y_i значення параметра відповідають вищезгаданім НР.

Коефіцієнти рівняння регресії визначаються за формулою (4.1)

$$B = \begin{pmatrix} 1,091 \\ 0,309 \\ 0,111 \\ 0,104 \\ 0,029 \\ 0,056 \\ 0,044 \\ 0,056 \end{pmatrix} \cdot$$

В якості оцінки для дисперсії відтворюваності брали середню дисперсію

$$S_{\text{вiдтв}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i^2 = 0,011713$$

з числом ступенів свободи $f_{\text{вiдтв}} = N \cdot (m-1)$.

Дисперсія y , отримана за вибіркою обсягу m , в m раз менше дисперсії одиничного оцінювання:

$$S_y^2 = \frac{1}{m} S_{\text{вiдтв}}^2 = 0,00234$$

Дисперсія коефіцієнтів

$$S_{bi}^2 = \frac{1}{N} S_y^2 = 0,000293$$

Перевірка значимості коефіцієнтів лінійної регресії, виконунана за допомогою критерію Стюдента.

Визначино відношення абсолютного значення коефіцієнта регресії b_i до середнього квадратичного відхилення похибки його визначення:

$$t_i = \frac{|b_i|}{S_{bi}}$$

i	$ b_i $	t_i
0	1,091	64,176
1	0,309	18,17
2	0,111	6,529
3	0,104	6,117
4	0,029	1,705
5	0,056	3,294
6	0,044	2,588
7	0,056	3,294

Знайдено число ступенів свободи за формулою $f_3 = N(m-1) = 32$, обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень f_3 і q знайдено критичне значення $t_{кр}$.

Згідно табличних даних $t_{кр} = 2$, а тому коефіцієнти b_7 вважаємо статично не значимими.

У підсумку рівняння регресії має вигляд:

$$\hat{y}_u = b_0 x_{0u} + b_1 x_{1u} + b_2 x_{2u} + b_3 x_{3u} + b_5 x_{1u} x_{3u} + b_6 x_{2u} x_{3u} + b_7 x_{1u} x_{2u} x_{3u},$$

Перевірка статистичної гіпотези щодо сили впливу факторів плану виконувалася в наступному порядку:

Розраховано експериментальне значення параметра $F_{N-1;N(m-1)}^{експ}$

$$F_{N-1;N(m-1)}^{експ} = \frac{\frac{1}{8-1} \cdot 1,3629}{\frac{1}{8(5-1)} (0,1326 + 0,0145 + 0,015 + 0,0431 + 0,6426)} = 7,34977$$

Визначено значення чисел ступенів свободи $f_1 = N - 1 = 7$ і $f_2 = N(m - 1) = 32$, обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень f_1 , f_2 і q знайдено критичне значення параметра $F_{кр}$. У даному випадку $F_{кр} = 2,3$.

Згідно з табличними даними для $q=0,05$ дане співвідношення справедливе, а значить одержана математична модель є доцільною.

Перевірка однорідності вибірових дисперсій за критерієм Кохрена полягала в наступному:

$$G_{експ} = \frac{S_{max}^2}{\sum_{i=1}^N S_i^2} = \frac{0,04055}{0,21195} = 0,1913$$

Визначено значення чисел ступенів свободи $f_1 = 2$, $f_2 = 8$ та обрали рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдено критичне відношення $G_{кр}$ для п'ятивідсоткового рівня значимості.

У даному випадку $G_{кр} = 0,3043$, тобто $G_{експ} < G_{кр}$, а це говорить про те, що дисперсії однорідні.

Перевірка адекватності математичної моделі виконувалася у кілька етапів.

Знайдено дисперсія адекватності $S_{ад}^2$ за формулою

$$S_{ад}^2 = \frac{m}{N-l} \sum_{u=1}^N (\hat{y}_u - \bar{y}_u)^2$$

$$S_{ад}^2 = \frac{5}{8-7} \cdot 0,0072 = 0,036.$$

Розраховано значення F-критерію Фішера (дисперсійне відношення):

$$F_{\text{оп}} = \frac{S_{\text{ад}}^2}{S_{\text{відгв}}^2} = \frac{0,036}{0,0264} = 1,364$$

та визначено значення чисел ступенів свободи f_1 та f_2 : $f_1 = N - 1 = 7$, $f_2 = N(m - 1) = 32$.

Обрано рівень значимості q ($q=0,05$). За даними [4] відповідно до значень q , f_1 , f_2 знайдено критичне значення параметра $F_{кр}$. У даному випадку $F_{кр} = 2$.

Виходячи з отриманих розрахунків, математичний опис функції відгуку є адекватним досліджуваному процесу.

Коефіцієнт множинної кореляції R у даному випадку

$$R = \left(1 - \frac{0,0072}{1,362988} \right)^{\frac{1}{2}} = 0,997,$$

це говорить про те, що відносна наведена похибка не перевищить 8%, тобто в цьому випадку модель цілком прийнятна.

Гіпотезу про значимість множинного коефіцієнта кореляції перевірено за F-критерієм:

$$F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{експ}} = \frac{[1,362988 - 0,0072]/(7 - 1)}{0,8873/(8 \cdot 5 - 7)} = \frac{0,2259}{0,02688} = 8,404$$

Якщо $F_{(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{експ}} \leq F_{q;(l-1);(N \cdot m - l)}^{\text{крит}}$, то гіпотеза про статичну не значимість R приймається.

Оскільки в даному випадку $F_{0,05;6;33}^{\text{крит}} = 2,4$, тобто $F^{\text{експ}}$ значно перевищує $F^{\text{крит}}$, то гіпотеза про статистичну значимість R приймається, це говорить про те, що прогноз за рівнянням регресії дає більш корисну інформацію, чим знання $\bar{y}$.

Для кількісного показника стійкості коефіцієнтів математичної модель використанні дві міри обумовленості : по Нейману-Голдстейну та число обумовленості матриці $X^T X$.

Число обумовленості $(X^T X)_1$ буде

$$\text{cond}(X^T X) = 8 \cdot \frac{1}{8} = 1$$

Отже, в даному випадку система є стійкою.

Значущість суттєвих взаємодій факторів (у відсотках) визначени за формулою

$$W_{iu} = \frac{|b_{iu}|}{\hat{y}_{max}} \cdot 100\%,$$

де W_{ju} – значущість впливу взаємодії j -го та u -го факторів на значення вихідного параметра; b_{iu} – коефіцієнт рівняння регресії, що відповідає взаємодії j -го та u -го факторів; $\hat{y}_{max}$ – максимальне значення функції відгуку, розраховане за допомогою рівняння регресії. У даному випадку:

$$\text{Для } x_1 \quad W_1 = \frac{0,309}{1,771} \cdot 100\% = 17,44\%$$

$$\text{Для } x_2 \quad W_2 = \frac{0,111}{1,771} \cdot 100\% = 6,27\%$$

$$\text{Для } x_3 \quad W_3 = \frac{0,104}{1,771} \cdot 100\% = 5,87\%$$

$$\text{Для } x_1 x_3 \quad W_{13} = \frac{0,056}{1,771} \cdot 100\% = 3,16\%$$

$$\text{Для } x_2 x_3 \quad W_{23} = \frac{0,044}{1,771} \cdot 100\% = 2,48\%$$

$$\text{Для } x_1 x_2 x_3 \quad W_{123} = \frac{0,056}{1,771} \cdot 100\% = 3,16\%$$

Отже, проведені натурні експериментальні дослідження за повнофакторним планом підтвердили вплив всіх значених факторів не тільки діючих окремо один від одного, а також значний внесок і їх взаємодій.

Значимими факторами є:

- вид рівень потужності ЗС НР (19,73%);
- порог співвідношення рівнів гармоніки (10,14%);
- значення номінальний напруги зміщення (3,56%);
- взаємодія виду рівень потужності ЗС НР з порог співвідношення рівнів гармоніки (4,11%).

4.3 Розробка методики випробувань НР на достовірність вірною ідентифікації НРс

При моделюванні сімейства N-подібних ВАХ зручно перейти до нормованих експериментальних значень $I_N(U_N)$, оскільки нормовану апроксимуючу функцію (НАФ) легко виразити за допомогою експоненційних функцій. Змінними НАФ є: U_N – нормоване напруження, змінюється в інтервалі 0–1, γ_{ct} – наведений параметр деформації дзвоноподібні ділянки, змінюється в інтервалі 0–1, характеризує крутизну деформованої кривої на початку координат.

НАФ представлено у вигляді доданків функцій: $F = F_1 + F_2$. Функція F_1 описує форму ВАХ р-п-переходу. Функція F_2 для різних γ_{ct} описує деформацію кривої дзвоноподібні форми.

Нормовані експериментальні дані апроксимовані функціями:

$$F_1(\gamma_{ct}, U_N) = (e^{8U_N^2} - 1) \cdot 3,2 \cdot 10^{-4};$$

$$F_2(\gamma_{ct}, U_N) = 3,45 \cdot \gamma_{ct} \cdot U_N \cdot e^{(-5,4U_N^2 + \gamma_{ct}^3 U_N)};$$

Відповідність наведеного параметра входній напрузі представлено на рис. 4.5.

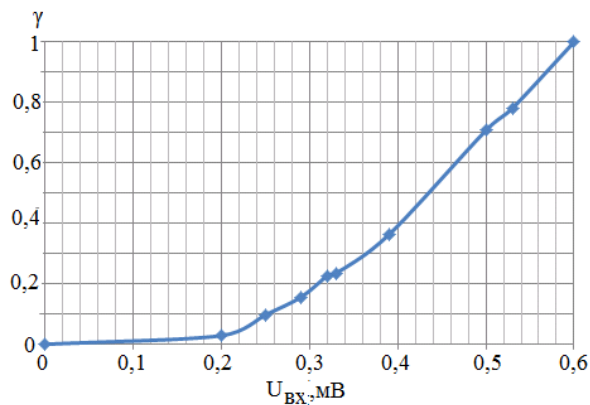


Рис. 4.5. Відповідність між параметрами γ_{ct} і U_{in}

Застосуємо до НАФ розкладання Тейлора (використані п'ять перших членів) і підставимо функцію впливу

$$U_N(t) = U_{0N} + U_{mN} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

де U_{0N} – нормована напруження зсуву робочої точки, ω_0 – кругова частота ЗС, φ – початкова фаза. В результаті отримаємо вирази нормованих рівнів другої і

третьої гармонік:

$$I_{2N} = f(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const}) = 0,5 \cdot K_2(\gamma_{ct}) \cdot U_{mN}^2 + 1,5K_3(\gamma_{ct}) \cdot U_{mN}^2 \cdot U_{0N} + \\ + K_4(\gamma_{ct}) \cdot (3U_{0N}^2 U_{mN}^2 + 0,0625U_{mN}^4) + K_5(\gamma_{ct}) \cdot (5U_{0N}^3 U_{mN}^2 + 2,5U_{mN}^5),$$

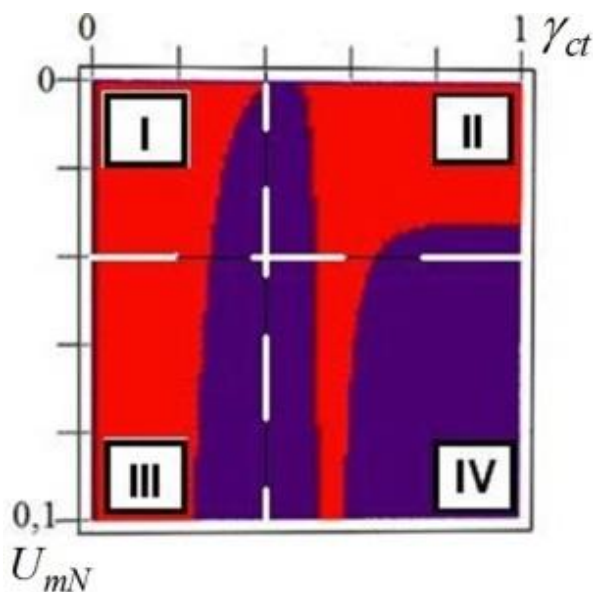
$$I_{3N} = f(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const}) = 0,25 \cdot K_3(\gamma_{ct}) \cdot U_{mN}^3 + \\ + K_4(\gamma_{ct}) \cdot U_{0N} \cdot U_{mN} + K_5(\gamma_{ct}) \cdot (2,5U_{0N}^2 U_{mN}^3 + 0,3125U_{mN}^5).$$

де $K_2(\gamma) = 3,45 \cdot \gamma^4 + 0,00256$,

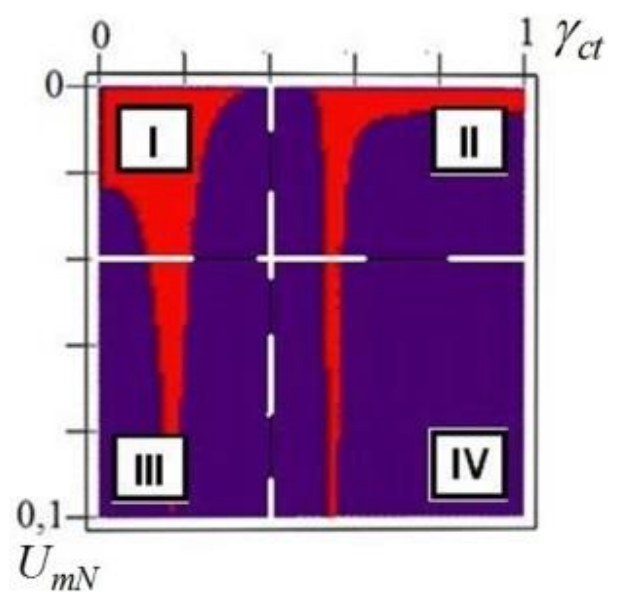
$$K_3(\gamma) = \gamma \cdot (1,725 \cdot \gamma^6 - 18,63)$$

$$K_4(\gamma) = - \left[\gamma \cdot \left(9,315 \cdot \gamma^3 - 3,45 \cdot \gamma^3 \cdot \left(\frac{\gamma^6}{6} - 2,7 \right) \right) - 0,01024 \right]$$

$$K_5(\gamma) = \gamma \cdot \left[3,45 \cdot \gamma^3 \cdot \left(\gamma^3 \cdot \left(\frac{\gamma^6}{24} - 0,9 \right) - 0,9 \cdot \gamma^3 \right) - 3,105 \cdot \gamma^6 + 50,301 \right]$$



$L = 26$ дБ



$L = 40$ дБ

Рис 4.6 – Розподіл значень $I_{2N}/I_{3N} > L$ (світлі області)

На рис. 4.7 наведено розподіл коефіцієнта ефективності порогового співвідношення рівнів кратних гармонік по секторах.

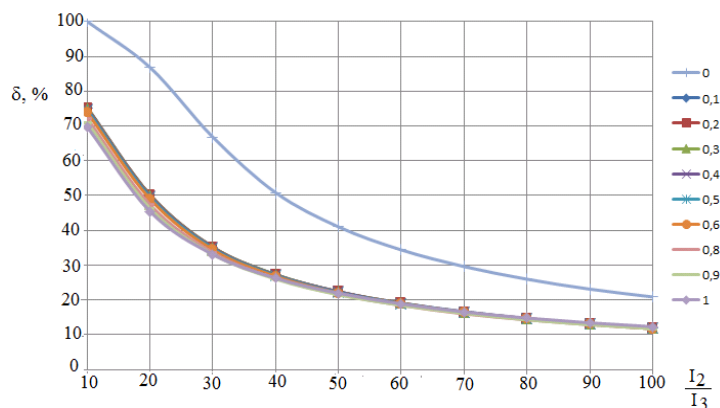


Рис. 4.7. Надійність виявлення імітатора РЕП по порозу L при $U_{0N} = 0,78$

Відношення (в %) сумарної площі ділянок в координатах γ_{ct} , U_{mN} , для яких $I_{2N}/I_{3N} > L$, до площі всього досліджуваного поля (γ_{ct} , U_{mN}) характеризує ймовірність вірної ідентифікації імітатора РЕП по порозу при фіксованій напрузі зміщення U_{0N} (рис. 4.7).

Відношення (в %) сумарної площі ділянок в координатах U_{0N} , U_{mN} , для яких $I_{2N}/I_{3N} > L$, до площі всього поля (γ_{ct} , U_{mN}) визначає ймовірність вірної ідентифікації імітатора РЕП по порозу L при фіксованому входному параметрі γ_{ct} (рис. 4.8).

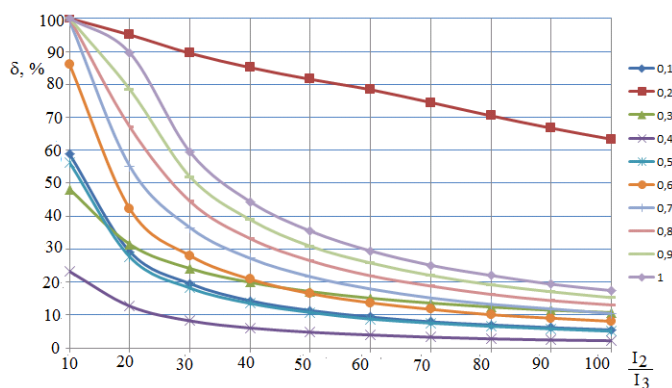


Рис. 4.8. Надійність виявлення імітатора РЕП по порозу L при $\gamma_{ct} = 0,5$

За рис. 4.7 і 4.8 видно, що погіршення властивостей розсіювання імітатора можливо зі зміною $\gamma_{ct} = 0$ на $\gamma_{ct} \neq 0$ і $U_{0N} = 0,2$ на $U_{0N} = 1$. У зв'язку з цим алгоритм сертифікації НР за допомогою запропонованого сертифікаційного імітатора включає в себе: експериментальне знаходження максимального відстані між НР та дослідження ефективного виявлення імітатора.

Таким чином, сертифікацію НР можна здійснити за допомогою імітатора РЕП на базі ПСА з напівпровідникової складанням в навантаженні. Запропонований сертифікаційний імітатор здатний змінювати свої розсіюючі властивості, завдяки чому можливо визначити максимальну дальність надійного виявлення імітатора.

На рис. 4.9 представлено зіставлення значимості факторів для двох експериментів. Для них розглядаються два загальних фактори: потужність діючого ЗС на НРс і значення порога L .

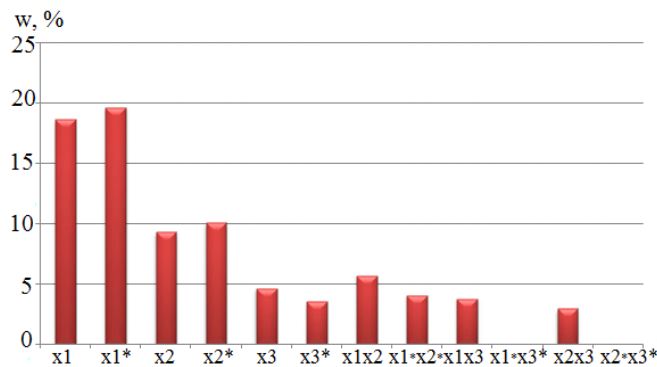


Рис. 4.9. Гістограми впливів факторів, де x_1 , x_2 , x_3 — для експериментального дослідження ефективності виявлення універсального імітатора НРс в режимах наявності і відсутності спотворення ВАХ нелінійного елемента; x_1^* , x_2^* , x_3^* , — фактори експериментального дослідження ефективності виявлення універсального імітатора НРс в залежності від величини зміщення робочої точки на ВАХ нелінійного елемента [47].

Фактор потужності визначає можливість фізичної реалізації виявлення НРс методом нелінійної локації. Фактор порога визначає довіру до прийнятого рішення про виявленні НРс по демаскуючих ознаках, виходячи з практичного досвіду застосування НР. Оператор під час проведення експериментів керується кореляцією між рівнем потужності ЗС і значенням порога L .

Для типового НР сертифікаційні дослідження за допомогою імітатора НРс припускають дві серії випробувань.

У першій серії експериментів для мінімального значення потужності ЗС НР — $P_{\min}$, знаходиться мінімальний поріг $L_{\min}$, при якому з максимальною

надійністю виявляється імітатор на фіксованій відстані $l_{\min}$ (0,5 м). Тут максимальна надійність виявлення імітатора забезпечується його режимом роботи на максимальне розсіювання демаскуючої сигналу відгуку. Далі при фіксованих значеннях $P_{\min}$ і $L_{\min}$ знаходяться максимальні відстані виявлення імітатора в різних режимах роботи на n_1 дослідженнях, $n_1 \leq N$, N – кількість режимів γ_{ct} і U_{0H} . Після чого знаходиться початкова максимальна відстань виявлення НР нелінійного розсіювача:

$$\langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle = \frac{\sum_{i=1}^{n_1} l_{\text{ПОЧ}i}}{n_1} \quad (4.4)$$

У другій серії експериментів для максимального значення потужності ЗС НР – $P_{\max}$, знаходиться максимальний поріг $L_{\max}$, при якому з максимальною надійністю виявляється імітатор на фіксованій відстані $l_{\min}$. Тут максимальна надійність виявлення імітатора забезпечується його режимом роботи на мінімальне розсіювання демаскуючої сигналу відгуку. Далі при фіксованих значеннях $P_{\max}$ і $L_{\max}$ знаходяться максимальні відстані виявлення імітатора в різних режимах роботи на n_2 дослідженнях, $n_2 \leq N$. Після чого знаходиться гранична максимальна відстань виявлення НР нелінійного розсіювача:

$$\langle l_{\text{ГРАН}} \rangle = \frac{\sum_{i=1}^{n_2} l_{\text{ГРАН}i}}{n_2} \quad (4.5)$$

За допомогою знайдених величин $\langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle$ і $\langle l_{\text{ГРАН}} \rangle$ можна охарактеризувати пристосованість НР для роботи в умовах приміщень з невеликим простором.

При цьому на ділянці від $\langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle$ до $\langle l_{\text{ГРАН}} \rangle$ слід виділити три області: $(\langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle; l_1)$, $(l_1; l_2)$ і $(l_2; \langle l_{\text{ГРАН}} \rangle)$.

Перша область $(\langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle; l_1)$ характеризується впливом рівня потужності зондуючого сигналу на дисипативні процеси в напівпровідникових структурах НРс, в зв'язку з чим спотворення ВАХ відбувається за рахунок ефекту вільного розігріву основних носіїв заряду.

Друга область $(l_1; l_2)$ характеризується несуттєвим впливом рівня потужності зонduючого сигналу на дисипативні процеси в напівпровідникових структурах НРС.

Третя область $(l_2; \langle l_{\text{ГРАН}} \rangle)$ характеризується слабкою «вагомістю» наведеного на НРС зонduючого сигналу, через що маємо допустимо «малі» рівні випромєненних демаскуючих гармонік.

При цьому ефективність адаптації приладу до умов роботи визначається через $\max(\langle l_{\text{ГРАН}} \rangle - \langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle)$.

Величина $\langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle$ характеризує можливість використання НР в умовах обмеженого простору, а $\langle l_{\text{ГРАН}} \rangle$ – здатність НР виявляти НРС в товщі будівельних конструкцій.

Ефективність адаптації приладу до умов роботи можна оцінити коефіцієнтом ефективного застосування:

$$K = \frac{l_2 - l_1}{\langle l_{\text{ГРАН}} \rangle - \langle l_{\text{ПОЧ}} \rangle}.$$

Найефективніший в адаптації до умов роботи прилад (НР) буде при $K \rightarrow 1$.

Значення l_1 , l_2 визначається експериментальним шляхом, якщо задатися загальним порогом ідентифікації для рівнів потужності $(P_{\min}; P_{\max})$ при виявленні універсального імітатора НРС в відповідних режимах роботи по формулами (4.4) и (4.5).

4.4 Заключение до розділу

Ексериментальні дослідження підтвержують наявність деформації ВАХ напівпровідникових приладів в складі розсіювача при діючому НВЧ з використання повні-факторних експериментів. Отримані результати доводять доцільність використання в нелінійних радіолокаторах рівнів оптимальної потужності ЗС, оскільки зі збільшенням потужності НВЧ сигналу мінімізується значення величини амплітуди змінної напруги на діоді.

Повнофакторні плани володіють важливими для планування експерименту властивостями, основними з яких є симетричність щодо центра експерименту, умови нормування, ортогональність. Вони також дозволяють виявити вплив на функцію відгуку не тільки кожного фактора окремо, але і спільний вплив їхніх комбінацій, тобто досліджувати так званий ефект взаємодії. Отже, отримані математичні моделі об'єктивно відбивають основні властивості досліджуваних систем, що у свою чергу доводить ефективність даного методу.

Натурні експериментальні дослідження щодо оцінці ефективності використання засобів нелінійної радіолокації за ступіню близькості до рівноважного стану за повнофакторним експериментом підтвердили вплив всіх розглянутих факторів не тільки діючих окремо один від одного, а також значний внесок і їх взаємодій, а саме

- рівень потужності ЗС НР;
- порог співвідношення рівнів гармоніки;
- ступінь близькості до рівноважного стану;
- взаємодія виду рівня потужності ЗС НР та порогом співвідношення рівнів гармоніки;
- взаємодія рівня потужності ЗС НР з ступінем близькості до рівноважного стану;
- взаємодія порогового значення співвідношення рівнів гармонік з ступіню близькості до рівноважного стану.

Натурні експериментальні дослідження оцінки ефективності використання засобів нелінійної радіолокації з спіральними антенами за повнофакторним планом підтвердили вплив всіх розглянутих факторів не тільки діючих окремо один від одного, а також значний внесок і їх взаємодій:

- діаметр спіральної антени;
- порог співвідношення рівнів гармоніки;
- ступінь близькості до рівноважного стану;
- взаємодія виду ступіня близькості до рівноважного стану з порогом співвідношення рівнів гармоніки;

- залежність діаметра спіральної антени та порогом співвідношення рівнів гармоніки та ступіню близькості до рівноважного стану;
- залежність порога співвідношення рівнів гармоніки з ступенем близькості до рівноважного стану.

Натурні експериментальні дослідження оцінки ефективності використання засобів нелінійної радіолокації з використанням універсального імітатора с різними напругами зміщення за повнофакторним планом підтвердили вплив всіх розглянутих факторів не тільки діючих окремо один від одного, а також значний внесок і їх взаємодій:

- рівень потужності ЗС НР;
- порог співвідношення рівнів гармоніки ;
- значення номінальний напруги зміщення;
- залежність рівня потужності ЗС НР з порогом співвідношення рівнів гармонік.

В якості сертифікаційного імітатора запропоновано використання розсіювача на базі двозаходової плоскої спіральної антени з «керованим» нелінійним навантаженням. Навантаженням імітатора є напівпровідникові елементи з N-подібної вольт-амперної характеристикою. Параметри розсіювання імітатора залежать від напруги зміщення робочої точки нелінійного навантаження і вхідної напруги напівпровідників, що визначає форму N-подібної ВАХ. Сертифікації НР передбачає експериментальне визначення максимальної дальності надійного виявлення імітатора в різних режимах розсіювання сигналу відгуку.

ВИСНОВКИ

У дисертації вирішена актуальна наукова задача підвищення ефективності використання нелінійних радіолокаторів в сфері технічного захисту інформації шляхом впровадження розроблених ефективних методів виявлення, ідентифікації та локалізації нелінійних розсіювачів по демаскуючим ознаками. Основні результати і висновки, отримані в дисертаційній роботі, такі:

1. Розроблено методику виявленого явища інверсії у співвідношенні рівнів гармонік розсіяного сигналу при виявленні закладних пристроїв на базі тунельних діодів. Для дослідження впливу форми ВАХ тунельного діода на надійність ідентифікації ЗУ розроблений метод аналізу з введеними апроксимуючими безрозмірними коефіцієнтами, що характеризують не тільки форму кривої, але і достовірність ідентифікації ЗУ по співвідношенню рівнів гармонік демаскуючої сигналу в цілому. Методика аналізу ідентифікаційної ознаки розсіювачів по співвідношенню рівнів кратних гармонік за допомогою параметрів дозволила розробити алгоритми мінімізації ненадійних режимів роботи НР, що скорочує витрачається час на пошукові заходи.

2. Розроблено методику визначення явища «інверсивних слідів» за допомогою введеного параметра γ - приведена ступінь близькості до рівноважного стану режиму роботи напівпровідникового приладу, який забезпечує достовірний аналіз вольт-амперної характеристики, і визначення нормованої апроксимації функції, яка описує сімейства деформованих кривих ВАХ при впливах різних рівної потужності зондуючого сигналу нелінійного локатора. Аналіз сімейства деформованих кривих ВАХ виявив необхідне значення параметрів, що забезпечують оптимальну наведену ступінь близькості режимів роботи напівпровідника до рівноважного стану і значення нормованої напруги напівпровідникового приладу, при яких рівень третьої гармоніки зорівняються або переважає рівень другої гармоніки.

3. Розроблено методику визначення значення максимальної частоти прояви інверсії демаскуючої ознаки в співвідношенні перевипромінення НРс рівнів

кратних гармонік ЗС і виявлений можливий їх особливий режим роботи – так званий режим «рокіровки». Визначено функція розподілу максимальної частоти прояви інверсії демаскуючої ознаки або виходу НР в режим «рокіровки» в залежності від нормованого значення напруги зміщення робочої точки напівпровідникового приладу. На отриманому розподілі можна виділити три піддіапазони значень, де спостерігається якісно прояв інверсії демаскуючої ознаки, при якому зменшується вірогідність виявлення ЗП.

4. Розроблено методи виявлення, ідентифікації нелінійних розсіювачів типу МОМ-структури. Розрізнення "електронних" (напівпровідниковий прилад) і "природних" (МОМ-структури) розсіювачів можливо за допомогою аналізу співвідношення рівнів потужності другої і третьої гармонік частоти зонduючого сигналу напівпровідникового приладу і МОМ- структура. Проведено оцінку впливу асиметрії ВАХ структур «метал-окисел-метал» на ефективність використання нелінійних локатора. Залежно від електричних режимів асиметрія проявляється в двох видах - позитивної і негативної, може мати явний і квазіявний прояв. Вибір оптимального порогового співвідношення між рівнями другої і третьої гармонік для підвищення надійності НР можливий при виявленні МОМ-структур з квазіявними асиметрії ВАХ обох видів.

5. Розроблено універсальний імітатор закладного пристрою, що має широкополосність, кругову або еліптичну поляризацію. В якості сертифікаційного імітатора запропоновано використовувати розсіювач на базі двозаходової плоскою спіральної антени з «керованою» нелінійним навантаженням у вигляді напівпровідникових елементів з N-подібної вольт-амперної характеристикою. Введено коефіцієнт стійкості напівпровідникового приладу при дії ЗС НР в області ВАХ з негативним диференціальним опором. За допомогою узагальненої нормованої апроксимаційної функції, яка описує деформації кривих ВАХ, виведена аналітична залежність нормованих рівнів другої і третьої гармонік від нормованого напруги і наведеного параметра деформації. Це дало змогу дослідити ефективність достовірного виявлення НРс за пороговим співвідношенням рівнів кратних гармонік сигналу відгуку.

Використання порогового співвідношення дозволило використовувати його в якості критерію достовірної ідентифікації як для "малопотужних", так і для НРС з "великою" нелінійної ефективної площею розсіювання.

СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Авдеев В. Б. Методический аппарат для оценки эффективности средств нелинейной радиолокации и противорадиолокации / В. Б. Авдеев, С. Н. Панычев, Д. В. Сенькевич // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2007. – Т. 3, № 4. – С. 115–119.
2. Авдеев В. Б. Методы и техника нелинейной радиодальнометрии и радиопеленгации (обзор) / В. Б. Авдеев, С. Н. Панычев и др. // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2005. – Т. 3, № 6. – С. 27–35.
3. Анализаторы спектра РСК4-87, РСК4-88, РСК4-89, РСК4-90. Технические условия : ЕЭ 2.747.018 ТУ. – [Введен 1987-01-01]. – М. : Приборэлектро, 1987. – 34 с.
4. Анзулевич А. П. Поглощение и отражение электромагнитного излучения многослойными и композитными средами: дис. ... к. ф.-м. н. : 01.04.02 / Анзулевич Антон Петрович. – Челябинск, 2009. – 139 с.
5. Анисимов Л. А. Инструментальные погрешности измерения коэффициентов усиления по полной мощности апертурных антенн произвольной поляризации СВЧ и КВЧ диапазонов / Л. А. Анисимов, М. Д. Хейман, Л. А. Пасманик // Радиоизмерения и электроника. – Н. Новгород : ФГУП «ННИПИ «Кварц», 2004. – № 11. – С. 83–89.
6. Анищенко В. С. Реконструкция динамических систем в приложении к решению задачи защиты информации / В. С. Анищенко, А. Н. Павлов, Н. Б. Янсон // Письма в ЖТФ. – 1998. – Т. 68, № 12. – С. 1–8.
7. Антенна измерительная П6-23А. Техническое описание и инструкция по эксплуатации : ЮК 1.400.016 ТО. – М. : МО СССР, 1979. – 43 с.
8. Антенна измерительная П6-33. Техническое описание и инструкция по эксплуатации : ЮК 1.400.017 ТО. – М. : МО СССР, 1980. – 46 с.
9. Афанасьев В. В. Влияние основных параметров моделирования на ЭВМ на поведение динамических систем со странными аттракторами / В. В.

Афанасьев, С. В. Михайлов, Ю. Е. Польский, А. Ю. Торопов // Письма в ЖТФ. – 1989. – Т. 21. – Вып. 23. – С. 10–14.

10. Беляев В. В. Рассеяние электромагнитных волн вибратором, нагруженным на высокочастотный полупроводниковый диод / В. В. Беляев, А. Т. Маюнов, Г. Д. Михайлов, С. Н. Разиньков // Радиотехника. – 1997. – № 6. – С. 89–92.

11. Беляев В. В. Состояние и перспективы развития нелинейной радиолокации / В. В. Беляев, А. Т. Маюнов, С. Н. Разиньков // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2002. – № 6. – С. 59–78.

12. Большая энциклопедия промышленного шпионажа / Ю. Ф. Каторин, Е. В. Куренков, А. В. Лысов, А. Н. Остапенко. – С.-Петербург : ООО «Издательство Полигон», 2000. – 512 с.

13. Васенков А. А. Дистанционное нелинейное зондирование объектов электромагнитными волнами при наличии границ раздела сред: дис. ... к.т.н. : 05.12.04 / Васенков Алексей Андреевич. – Н. Новгород, 2003. – 135 с.

14. Васенков А. А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн с регулируемой плоскостью поляризации / А. А. Васенков, Е. П. Чигин // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45, № 7. – С. 42.

15. Вернигоров Н. С. Влияние антенно-фидерного тракта нелинейного объекта на дальность обнаружения в нелинейной локации / Н. С. Вернигоров, В. Б. Харин // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 12. – С. 1267.

16. Вернигоров Н. С. К вопросу о применении многочастотного сигнала в нелинейной радиолокации / Н. С. Вернигоров, А. Р. Борисов, В. Б. Харин // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 1. – С. 63–66.

17. Вернигоров Н. С. К вопросу о принципе сравнения в нелинейной радиолокации / Н. С. Вернигоров, Т. В. Кузнецов // ИНФОРМОСТ Радиоэлектроника и Телекоммуникации. – 2002. – № 3(21). – С. 7–14.

18. Вернигоров Н. С. Нелинейный локатор – эффективное средство обеспечения безопасности в области утечки информации / Н. С. Вернигоров // Конфидент. – 1996. – №1. – С. 67.
19. Вернигоров Н. С. Практические применения нелинейного радиолокатора / Н. С. Вернигоров // Безопасность от А до Я. – 1998. – № 2-3. – С. 14–15.
20. Вернигоров Н. С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами / Н. С. Вернигоров // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 10. – С. 1181–1185.
21. Виноградов А. П. Электродинамика композитных материалов / А. П. Виноградов; под ред. Б. З. Каценеленбаум. – М. : Эдиториал УРСС, 2001. – 208 с.
22. Влияние саморазогрева на динамику колебательных процессов в диодах Ганна / А. В. Бабаян, Д. А. Усанов, А. В. Скрипаль // V Международная школа «Хаотические автоколебания и образование структур ХАОС-98» : 6-10 октября 1998 г. : тез. докл. – Саратов : Изд. ГосУНЦ «Колледж», 1998. – С. 107–108.
23. Во Зуй Фук, Зінченко М.В., Зінковський Ю.Ф.. Інверсія співвідношень рівнів гармонік демаскуючого сигналу в нелінійній радіолокації // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2016. - № 65. - с. 119-129.
24. Волков Е. А. Метод анализа многовходовых нелинейных цепей с использованием аппарата функциональных рядов Вольтерра / Е. А. Волков, И. О. Нечес // Известия Северо-Кавказского научного центра высшей школы. Технические науки. – 1993. – № 1. – С. 51–58.
25. Волков Е. А. Метод определения многомерных ядер Вольтерра в частотной области / Е. А. Волков, И. О. Нечес // Теоретическая электротехника. – 1991. – Вып. 50. – С. 105–111.

26. Волков Е. А. Метод определения ядер Вольтерра в частотной области при произвольной аппроксимации характеристик нелинейных элементов / Е. А. Волков // Теоретическая электротехника. – 1987. – Вып. 43. – С. 73–78.

27. Восстановление параметров системы Чуа с динамическим хаосом по порождаемым ею сигналам при действии комплекса шумов и помех / В. В. Афанасьев, С. С. Логинов, Ю. Е. Польский // Научно-техническая конференция по вопросам информатики, вычислительной техники и информационной безопасности : науч.-тех. конф., 8-9 сентября 2006 г. : тез. докл. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2006. С. 9–11.

28. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов / Иосиф Семенович Гоноровский. – М. : Сов. Радио, 1977. – 608 с.

29. Горбачев А. А. Поляризационные свойства двухвibratorной модели нелинейного рассеивателя / А. А. Горбачев, С. В. Ларцов // Радиотехника и электроника. – 1995. – Т. 40, № 12. – С. 1761.

30. Горбачев А. А. Признаки распознавания нелинейных рассеивателей электромагнитных волн / А. А. Горбачев, А. П. Колбанов, С. П. Тараканов, С. В. Ларцов, Е. П. Чигин // Нелинейный мир. – 2004. – № 5-6. – С. 301–309.

31. Горбачев А. А. Амплитудные характеристики нелинейных рассеивателей / А. А. Горбачев, С. В. Ларцов, С. П. Тараканов, Е. П. Чигин // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 5. – С. 558–562.

32. Горбачев А. А. Измерение характеристик объектов, нелинейно рассеивающих электромагнитные волны / А. А. Горбачев, С. В. Ларцов, С. П. Тараканов // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46, № 6. – С. 659–665.

33. Горбачев А. А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями / А. А. Горбачев // Нелинейный мир. – 2009. – № 7-9. – С. 58.

34. Горбачев А. А. Помехи в системах нелинейного зондирования / А. А. Горбачев, С. В. Лавцов, С. П. Тараканов, Е. П. Чигин // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 1. – С. 71–76.

35. Горбачев А. А. Признаки распознавания нелинейных рассеивателей электромагнитных волн / А. А. Горбачев, А. П. Колданов, С. В. Ларцов, С. П. Тараканов, Е. П. Чигин; под. ред. А. А. Горбачева, А. П. Колданова, А. А. Потапова, Е. П. Чигина // Нелинейная радиолокация. Сборник статей. Часть 1. – М. : Радиотехника, 2005. – С. 15–23.
36. Горбачев А. А. Взаимодействие электромагнитных волн с «нелинейными» объектами / А. А. Горбачев, Е. П. Чигин // Нелинейный мир. – 2003. – № 1-2. – С. 28–33.
37. Горбачев П. А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, создающий субгармоники / П. А. Горбачев // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 10. – С. 1164–1167.
38. Горбачев П. А. О некоторых особенностях обработки сигналов при поиске нелинейных рассеивателей / П. А. Горбачев // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 10. – С. 1216–1220.
39. Горбачев П. А. О некоторых параметрах зондирующего сигнала при поиске нелинейных рассеивателей / П. А. Горбачев // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 7. – С. 804–807.
40. Данилов Л. В. Ряды Вольтерра-Пикара в теории нелинейных электрических цепей / Л. В. Данилов. – М. : Радио и связь, 1987. – 224 с.
41. Данилов Л. В. Теория нелинейных электрических цепей / Л. В. Данилов, П. Н. Матханов, Е. С. Филиппов. – Л. : Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
42. Забалуев Е. В. Оптимальный фильтр для обнаружения объекта методом нелинейного радиолокационного зондирования / Е. В. Забалуев, С. Н. Панычев, Н. Т. Хакимов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2002. – Т. 45, № 3. – С. 12–17.
43. Захаров А. В. Методика работы с различными моделями нелинейных локаторов / А. В. Захаров // Конфидент. Защита информации. – 2001. – №4. – С. 43–47.

44. Зінченко М. В. Методи формування ідентифікаційних ознак нелінійних розсіювачів: дис. ... к.т.н. : 05.12.17 / М. В. Зінченко – Київ, 2012. – 148 с.
45. Зінченко М. В., Во Зуй Фук, Зіньковський Ю. Ф. Дослідження спектральних характеристик розсіюючих МОМ-структур в нелінійній локації// Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2017. - № 70. - с.11-16.
46. Зінченко М. В., Во Зуй Фук, Зіньковський Ю. Ф. Тестування нелінійних радіолокаторів на надійність ідентифікації об'єктів // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. - 2017. - № 68. - с. 48-53.
47. Зінченко М.В., Во Зуй Фук, Зіньковський Ю.Ф., Прокофьев М.І. Соотношения уровней гармоник рассеяного поля в нелинейной локации // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Науково технічний збірник. НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського». – 2017. – Вип. 1(33). – с. 111-120.
48. Зінченко М. В. Імітатор закладного пристрою для нелінійного радіолокатора / М.В. Зінченко, Ю.Ф. Зіньковський // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Науково-технічний збірник. НТУУ "КПІ". - 2008. - Вип. 1 (16). - С. 104-107.
49. Зыонг Дык Тхиен. Исследование возможностей и методов построения аппаратуры для нелинейной радиолокации: дис. ... к.т.н. : 05.12.04 / Зыонг Дык Тхиен. – М, 2007. – 153 с.
50. Иванов А. В. Параметрический метод обнаружения объектов с нелинейными рассеивателями / А. В. Иванов, С. Н. Панычев, В. И. Подлужный, Н. Т. Хакимов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 9. – С. 11–16.
51. Информационно–статистический алгоритм оптимального обнаружения нелинейной радиолокационной цели методом зондирования шумоподобным сигналом / С. Н. Панычев // II международная научно–технической конференции «Физика и технические приложения волновых

процессов» : науч.-тех конф., 15-18 сентября 2006 г. : сб. докл. – Самара : ПГАТИ, 2003. – С. 56.

52. Измеритель спектра вторичных полей (детектор нелинейных переходов) «NR-μ». Руководство пользователя. 2010. 10 с.

53. Казанцева Н. Е. Перспективные материалы для поглотителей электромагнитных волн сверхвысокочастотного диапазона / Н. Е. Казанцева, Н. Г. Рывкина, И. А. Чмутин // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 2. – С. 196–209.

54. Калабухов В. А. Нелинейная радиолокация: принципы сравнения / В. А. Калабухов, Д. В. Ткачев // Специальная техника. – 2001. – № 2. – С. 28.

55. Каргашин В. Л. Нелинейная ближняя радиолокация. Новые алгоритмы идентификации электронных устройств / В. Л. Каргашин, В. Н. Ткач, Д. В. Ткачев // Специальная Техника. – 2006. – № 6. – С. 42–48.

56. Кликушин Ю. Н. Технологии идентификационных шкал в задаче распознавания сигналов: монография / Ю. Н. Кликушин. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2006. – 96 с.

57. Козлов А. И. Эффективная площадь рассеяния нелинейных отражателей / А. И. Козлов, Д. В. Колядов // Научный вестник МГТУ ГА. Радиофизика и радиотехника. – 2004. – № 79. – С. 36–40.

58. Колбанов А. П. Распознавание нелинейных рассеивателей, содержащих несовершенные металлические контакты или полупроводниковые радиокомпоненты / А. П. Колбанов, А. А. Потапов, Е. Е. Степанов, Е. П. Чигин // Нелинейный мир. – 2005. – Т. 3, № 4. – С. 239–244.

59. Конник С. И. Синтез нелинейных корректирующих цепей на основе функциональных рядов Вольтерра-Пикара: дис. ... к. т. н. : 05.09.05 / Конник Сергей Игоревич. – Ленинград, 1984. – 207 с.

60. Костюков В. А. Возбуждение и рассеяние электромагнитных волн на нелинейных вибраторах, расположенных в слое диэлектрика на металле: дис. ... к. т. н. : 05.12.07 / Костюков Владимир Александрович. – Таганрог, 2006. – 245 с.

61. Кувылин А. И. Нелинейные рассеиватели и описание их поляризационных характеристик / А. И. Кувылин, М. Г. Визер // Теория и практика применения и совершенствования радиоэлектронных систем ГА : сборник научных трудов. – М. : МИИГА, 1985. – С. 102.

62. Ларцов С. В. Методы экспериментального исследования поляризационных свойств нелинейных рассеивателей / С. В. Ларцов // Вестник Верхневолжского отделения Академии технологических наук РФ, серия «Высокие технологии в военном деле», часть 1. – Н. Новгород : НВЗРКУ, 1998. – С. 68–71.

63. Ларцов С. В. Исследование объектов нелинейной радиолокации: дис. ... к.т.н. : 05.12.04 / С. В. Ларцов. – Н. Новгород, 2002. – 308 с.

64. Ларцов С. В. Экспериментальное исследование свойств нелинейных рассеивателей при помощи семейств поляризационных диаграмм / С. В. Ларцов // Известия вузов «Радиофизика». – 1999. – Т. 42, № 2. – С. 134–127.

65. Ларцов С. В. Зондирующий сигнал для обнаружения параметрических рассеивателей / С. В. Ларцов // Радиотехника. – 2000. – № 5. – С. 8–12.

66. Лихачев В. П. Фазочастотная характеристика контакта «металл–диэлектрик–металл» при нелинейном рассеянии радиоволн / В. П. Лихачев, Н. А. Усов // Научные технологии. – 2009. – Т. 10, № 1. – С. 34–38.

67. Марков Г. Т. Антенны : учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов / Г. Т. Марков, Д. М. Сазанов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : «Энергия», 1975. – 528 с.

68. Мацумото Т. Хаос в электронных схемах / Т. Мацумото // ТИИЭР, Тематический выпуск: Хаотические системы. – 1987. – Т. 75, № 8. – С. 66–87.

69. Москатов Е. А. Справочник по полупроводниковым приборам [Электронный ресурс] - 2-е изд.. - Таганрог : Журнал "Радио", 2007. - 219 с

70. Мусабеков П. М. Нелинейная радиолокация: методы, техника и области применения / П. М. Мусабеков, С. Н. Панычев // Зарубежная радиоэлектроника. – 2000. – № 5. – С. 54–60.

71. Нечес И. О. Метод анализа нелинейных радиотехнических цепей при сложных воздействиях, основанный на аппарате функциональных рядов Вольтерра: дис. ... к. т. н. : 05.12.04 / Нечес Игорь Олегович. – Ростов-на-Дону, 2005. – 197 с.
72. Павлов А. Н. Применение статистических методов при решении задачи глобальной реконструкции / А. Н. Павлов, Н. Б. Янсон, В. С. Анищенко // Письма в ЖТФ. – 1997. – Т. 23. – Вып. 8. – С. 7–13.
73. Панченко Б. А. Микрополосковые антенны / Б. А. Панченко, Е. И. Нефёдов. – М. : Радио и связь, 1986. – 126 с.
74. Панычев С. Н. Нелинейные радиоизмерения и контроль характеристик изделий военной радиоэлектроники / С. Н. Панычев. – Воронеж : Военный институт радиоэлектроники, 2004. – 315 с.
75. Панычев С. Н. Информационная трактовка теории оптимального приема сигналов в нелинейных радиотехнических системах / С. Н. Панычев // Телекоммуникации. – 2008. – № 6. – С. 10–14.
76. Панычев С. Н. Оценка эффективности параметрического нелинейного радиомаркера на основе контура с варикапом / С. Н. Панычев, А. В. Губин, Е. Б. Дмитриева, Д. В. Филиппов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2008. – Т. 4, № 3. – С. 25–27.
77. Панычев С. Н. Параметрический метод обнаружения объектов с нелинейными рассеивателями / С. Н. Панычев, В. И. Подлужный, А. В. Иванов, Н. Т. Хакимов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. НТУУ «КПИ». – 2003. – № 9. – С. 11–15.
78. Противовоздушной обороны. – № 97104197/09; заявл. 18.03.1997; опубл. 20.09.1998.
79. Пат. 2291482 С2 Российская Федерация, МПК G 01 S 13/04. Система обнаружения и распознавания объектов, включающих элементы с нелинейными вольт-амперными характеристиками / Ткач В. Н., Ткачев Д. В., Акимкин С. Ю. – № 2004125546/09; заявл. 26.11.2004; опубл. 12.05.2009.

80. Пат. 2382380 С1 Российская Федерация, МПК G 01 S 13/00. Способ нелинейной радиолокации / Лихачев В. П., Усов Н. А. – № 2008135114/09; заявл. 28.07.2008; опубл. 20.02.2010.

81. Пат. 2393493 С1 Российская Федерация, МПК G 01 R 29/08. Способ определения затухания сигнала в распределенной случайной антенне / Маслов О. Н., Раков А. С., Рябушкин А. В. – № 2009114611/09; заявл. 06.04.2009; опубл. 27.06.2010.

82. Петров Б. М. Электродинамика и распространение радиоволн / Б. М. Петров. – М. : Радио и связь, 2000. – 559 с.

83. Петров Б. М. Эффект нелинейного рассеяния : монография / Б. М. Петров, Д. В. Семенихина, А. И. Панычев. – Таганрог : ТРТУ, 1997. – 202с.

84. Применение сверхкоротких сверхширокополосных импульсов в нелинейной радиолокации / В. Б. Авдеев, А. В. Бердышев, С. Н. Панычев // II Всероссийская научная конференция «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике» : науч. конф., 4-7 июля 2006 г. : тез. докл. – Муром : Муромский институт Владимирского госуниверситета, 2006. – С. 346.

85. Притыко С. М. Нелинейная радиолокация: принцип действия, область применения, приборы и системы / С. М. Притыко // Системы безопасности. – 1995. – №6. – С. 52.

86. Радиолокационное обнаружение малозаметных объектов с использованием принципов нелинейной радиолокации и новых физических гипотез / Ю. С. Чесноков, Б. М. Егоров, В. И. Сергеев // III Международная научно-техническая конференция «Антенно-фидерные устройства и средства связи» : науч.-тех. конф., 3-6 апреля 1997 г. : сб. труд. – Воронеж : ВГУ, 1997. – Т. 2. – С. 126–149.

87. Радіолокатори нелінійні. Класифікація. Рекомендовані методи та засоби випробувань : НД ТЗІ 1.4.–002–08. – Офіц. вид. – К. : ДСТСЗІ СБ України, 2008. – 17 с.

88. Радченко С. Г. Математическое моделирование технологических процессов в машиностроении. – К. : ЗАО «Укрспецмонтажпроект», 1998. – 274 с.

89. Радченко С. Г. Устойчивые методы оценивания статистических моделей: монография / С. Г. Радченко. – К. : ПП «Санспель», 2005. – 504 с.
90. Разиньков С. Н. Электродинамические модели широкополосных осесимметричных элементов и дискретных структур: дис. ... д. ф-м. н. : 05.12.07 / Разиньков Сергей Николаевич. – Воронеж, 2005. – 384 с.
91. Разиньков С. Н. Математическое моделирование нелинейного рассеяния электромагнитных волн в радиолокации / С. Н. Разиньков // Зарубежная электроника. – 1997. – №1. – С. 87–96.
92. Семененко В. Н. Искусственный магнетизм композитных материалов на основе диэлектрических резонаторов / В. Н. Семененко, В. А. Чистяев, Д. Е. Рябов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : материалы Междунар. конф. – Севастополь : Севаст. гос. техн. ун-т, 1997. – С. 113–116.
93. Семёнов А. А. Новые механизмы возникновения магнитоуправляемого отрицательного дифференциального сопротивления в полупроводниковых приборах и создание генераторов с регулируемыми характеристиками: дис. ... д. ф-м. н. : 05.27.01 / Семёнов Андрей Андреевич. – Саратов, 2010. – 333 с.
94. Семенов Д. В. Нелинейная радиолокация: концепция NR / Д. В. Семенов, Д. В. Ткачев // Специальная техника. – 1999. – №1-2. – С. 17–22.
95. Сергеев А. Г. Сертификация : учебное пособие для вузов / А. Г. Сергеев, М. В. Латышев. – М. : Логос, 2000. – 248 с.
96. Смирнов В. В. Генераторы на туннельных диодах / В. В. Смирнов – М. : Энергия, 1971. – 45 с.
97. Усанов Д. А. Влияние саморазогрева диодов Ганна на спектр выходного сигнала генераторов на их основе / Д. А. Усанов, А. В. Скрипаль, А. В. Бабаян // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. – 1998. – Т. 6, №6. – С. 20–28.
98. Усанов Д. А. Воздействие мощного микроволнового излучения на полупроводниковые диодные структуры в цепях СВЧ / Д. А. Усанов, А. В. Скрипаль, С. Б. Вениг, В. Е. Орлов, Н. В. Угрюмова, В. Н. Посадский, А. А.

Клецов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. НТУУ «КПИ». – 2003. – № 3. – С. 40–48.

99. Усанов Д. А. Возникновение отрицательного дифференциального сопротивления на вольт-амперных характеристиках диодных структур на основе р-п-перехода при воздействии сверхвысокочастотного излучения высокого уровня мощности / Д. А. Усанов, А. В. Скрипаль, Н. В. Угрюмова // Радиотехника и электроника . – 2000. – Т. 45, № 12 . – С. 1409–1413.

100. Футерман Д. Е. Электродинамические характеристики композита диэлектрик-металл / Д. Е. Футерман, А. А. Федий, И. В. Бычков, В. Д. Бучельников, В. Г. Шавров // Радиотехника и электроника. – 2008. – №4. – С. 487–489.

101. Хорев А. А. Защита информации от утечки по техническим каналам. Часть 1. Технические каналы утечки информации / А.А. Хорев. – М. : Гостехкомиссия, 1998. – 311 с.

102. Хорошко В. А. Методы и средства защиты информации / В. А. Хорошко, А. А. Чекатков – К. : «Юниор», 2003. – 504 с.

103. Шифрин Я. С. Анализ антенн с распределенной нелинейностью / Я. С. Шифрин, А. И. Лучанинов, М. А. Омаров // Антенны. – 2000. – №1. – С.70–83.

104. Шифрин Я. С. Нелинейные эффекты в антеннах / Я. С. Шифрин // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 1997. – №4. – С. 33.

105. Шифрин Я. С. Структурная модель антенны с нелинейными элементами / Я. С. Шифрин, А. И. Лучанинов, А. С. Посохов // Радиотехника. – 2001. – №122. – С. 22–34.

106. Штейншлейгер В. Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом / В. Б. Штейншлейгер // Радиотехника и электроника. – 1978. – Т. 23, № 7. – С. 1379–1298.

107. Штейншлейгер В. Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами / В. Б. Штейншлейгер // Успехи физических наук. – 1984. – Т. 138. – Вып. 1. – С. 135–145.

108. Штейншлейгер В. Б. О флуктуациях при нелинейном рассеянии радиоволн металлическими объектами / В. Б. Штейншлейгер, Г. С. Мисежников // Радиотехника и электроника. – 1994. – Т. 39, №7. – С. 1134–1135.
109. Щербаков Г. Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов / Г. Н. Щербаков // Специальная техника. – 1999. – № 6. – С. 34–39.
110. Юрцев О. А. Спиральные антенны / О. А. Юрцев, А. В. Рунов, А. Н. Казарин. – М. : Сов. радио, 1974. – 224 с.
111. Deau M. Transferred-electron oscillators / Deau M., Howes M., Daud J. // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 1973. – V. 21, № 3. – P. 154.
112. Dufart E. C. A design procedure for matching volumetrically scanned waveguide arrays / Dufart E. C. // Proc. IEEE. – 1968. – V. 56, № 11. – P. 105-115.
113. Gunn G. B. Instabilities of current in III-V semiconductors / Gunn G. B. // IBM J. Res. Dev. – 1964. – V. 8. – P. 133-159.
114. Gunn G. B. Microwave oscillations of current in III-V semiconductors / Gunn G. B. // Solid state Commun. – 1963. – V. 1. – P. 88-91.
115. Hilsum C. Transferred electron amplifiers and oscillators. / Hilsum C. // Proc IRE. – 1962. – V. 50. – P. 185–189.
116. Jettava C. P. An analytical equivalent circuit representation for waveguide-mounted Gunn oscillators / Jettava C. P., Robert L., Yunshor L. // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 1972. – V. 20. – № 9. – P. 73.
117. Nigmatullin R. R. Fluctuation-noise spectroscopy and "universal" fitting function of amplitudes of random sequences / Nigmatullin R. R., Smith G. // Physica. – 2003. – № 320. – P. 291–317.
118. Nigmatullin R. R. The quantified histograms: detection of the hidden unsteadiness / Nigmatullin R. R. // Physica. – 2002. – № 309. – P. 214–230.
119. Mazzaro G. J., Martone A. F., Ranney K. I., Narayanan R. M. Nonlinear Radar for Finding RF Electronics: System Design and Recent Advancements. [IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques](#) (Volume: 65, [Issue: 5](#), May 2017), pp. 1716-1726, 09 January 2017.

120. Lee J. H., Moon H. J. and Jeong S. H., "Numerically Efficient Determination of the Optimal Threshold in Natural Frequency-Based Radar Target Recognition," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 11, pp. 5889-5894, Nov. 2014.

121. Pat. USA US 3444509. Sonar system / Robert A. Rubega, Rochester and Boyd B. Cary. – № 04/845277; appl. 12.10.1967; pub. date 13.05.1969.

122. Pat. USA US 3609553. Detection and classification of nonlineary generated enviroment interference sources by use of a verifier system / Frezler M., Tumarkuri S., Wilson E., Eisner R. – № 04/846091; appl. 30.07.1969; pub. date 28.09.1971.

123. Pat. USA US 3631494 Yarmonic detection system / Harry A. – № 04/845955; appl. 30.07.1969; pub. date 28.12.1971.

124. Pat. USA US 3733545. Method for locating nonlinear mechanical junctions of metallic electrical conductors / Eisner R. – № 05/243728; appl. 13.04.1972; pub. date 15.05.1973.

125. Pat. USA US 3972042. Metal target detection system / Robert H. Johnson. – № 05/528828; appl. 02.12.1974; pub. date 27.06.1976.

126. Pat. USA US 4302846. Marker tag for a detection system / James H. Stephen, John D. McCann. – № 05/899422; appl. 24.04.1978; pub. date 24.12.1981.

127. Pat. USA US 6057765. Non-linear junction detection / Thomas H. Jones, Bruce R. – № 09/167844; appl. 07.10.1998; pub. date 02.05.2000.

128. Pat. USA US 6897777. Non-linear junction detector / Steven J. Holmes, A. Barry Stephen. – № 10/467507; appl. 15.12.2003; pub. date 24.05.2005.

129. Peng Z.-J. Effective permittivity of composite with core-shell type inclusions by self-consistent method / Peng Z.-J., Zhai P.-C., Zhang Q.-J. // *Materials Science Forum*. – 2005. – V. 492-493. – P. 89–94.

130. Wiesendanger E. Thin-film MOM-diodes for infrared detection / E. Wiesendanger, F. Kneubuhl // *Applied Physics*, 13, №4, 1977. – P 343-349

ДОДАТОК

1. Дослідження впливу області з негативним диференціальним опором вольт-амперної характеристик тунельного діода на співвідношення рівнів гармонік в спектрі перетвореного сигналу.

При моногармонічному впливі ЗС на НРс в навантаженні виникне напруга

$$U(t) = U_0 + U_m \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (2.6)$$

де U_0 – напруга зсуву робочої точки знаходиться в області негативного диференціального опору (НДО), U_m – амплітуда наведеної напруги ЗС НР, ω_0 – кругова частота ЗС НР, φ – фаза.

Розглянемо в відносних координатах область ОДС через її апроксимуючою функцією:

$$I_{\text{ВД}} = 0,5 \cdot (1 - \text{th}(k(\delta U_{\text{ВД}}) \cdot (U_{\text{ВД}} - 0,5))), \quad (2.9)$$

де $k(\delta U_{\text{ВД}}) = 640 \cdot 2^{-10 \cdot \delta U_{\text{ВД}}} \cdot \sin(\delta U_{\text{ВД}})$ – масштабуючий коефіцієнт, в межах $\delta U_{\text{ВД}} = 0,2 \dots 0,4$ похибка не перевищує 1%.

Застосувавши до формули (2.9) розкладання Тейлора п'ятого порядку і підставивши в якості змінної функцію (2.6) в відносних значеннях, отримаємо вирази для рівнів другої і третьої гармонік – $I_2(U_{\text{ВД}}, U_{0\text{ВД}}, U_{m\text{ВД}})$ и $I_3(U_{\text{ВД}}, U_{0\text{ВД}}, U_{m\text{ВД}})$

$$\begin{aligned} I_2(U_{\text{ВД}}, U_{0\text{ВД}}, U_{m\text{ВД}}) = & \left| 0,5 \cdot U_{m\text{ВД}}^2 \cdot \left\{ 0,5 \cdot \tanh \left[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВД}}) \right] \cdot \right. \right. \\ & \cdot \left(\frac{k^2(\delta U_{\text{ВД}})}{2} - k^2(\delta U_{\text{ВД}}) \cdot \tanh \left[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВД}}) \right]^2 \right) + \frac{k^2(\delta U_{\text{ВД}})}{4} \cdot \tanh \left(0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВД}}) \right) \Bigg\} + \\ & + 1,5 \cdot U_{0\text{ВД}} \cdot U_{m\text{ВД}}^2 \cdot \left\{ \frac{[k(\delta U_{\text{ВД}})]^3}{12} - \frac{k(\delta U_{\text{ВД}})}{2} \cdot \left[\frac{k^2(\delta U_{\text{ВД}})}{2} - k^2(\delta U_{\text{ВД}}) \cdot \tanh \left[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВД}}) \right]^2 - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{[k(\delta U_{\text{ВД}})]^3 \cdot \tanh \left[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВД}}) \right]^2}{4} + 0,5 \cdot \tanh \left[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВД}}) \right] \cdot \left\{ \frac{[k(\delta U_{\text{ВД}})]^3 \cdot \tanh \left[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВД}}) \right]}{3} + \right. \right. \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +k(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \left\{ \frac{k^2(\delta U_{\text{БЛД}})}{2} - k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \right\} \Bigg\} + \\
& + \left(3 \cdot U_{0\text{БЛД}}^2 \cdot U_{\text{мБЛД}}^2 + 0,5 \cdot U_{\text{мБЛД}}^4 \right) \cdot \left\{ 0,5 \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \left\{ \frac{k^4(\delta U_{\text{БЛД}})}{24} - 0,5 \cdot k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \right. \right. \\
& \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) - k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})\right]^2 \right\} - \frac{k^4(\delta U_{\text{БЛД}})}{6} \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})\right]^2 + \\
& + k(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{3} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] + k(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \right. \\
& \cdot \left\{ 0,5 \cdot k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) - k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 \right\} \Bigg\} - 0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{3} \cdot \right. \\
& \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] + k(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \left\{ 0,5 - \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 \right\} \Bigg\} \\
& + \frac{k^4(\delta U_{\text{БЛД}})}{16} \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})\right] + \frac{1}{4} \cdot k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \\
& \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})\right] \cdot k^2(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})\right]^2 \right\} \Bigg\} \\
& I_3(U_{\text{БЛД}}, U_{0\text{БЛД}}, U_{\text{мБЛД}}) = \left[\frac{1}{4} \cdot U_{\text{мБЛД}}^3 \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{12} - \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{2} \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 \right\} - \right. \right. \\
& - \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{4} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 + \frac{\tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]}{2} \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{3} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] + \right. \\
& k^3(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 \right\} + U_{0\text{БЛД}} \cdot U_{\text{мБЛД}}^3 \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \right. \\
& \cdot \left\{ \frac{k^4(\delta U_{\text{БЛД}})}{24} - \frac{k^4(\delta U_{\text{БЛД}})}{2} \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 \right\} - \frac{k^4(\delta U_{\text{БЛД}})}{6} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 + \right. \\
& + k(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{3} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] + k^3(\delta U_{\text{БЛД}}) \cdot \right. \\
& \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})]^2 \right\} \Bigg\} \Bigg\} - \frac{k(\delta U_{\text{БЛД}})}{2} \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{БЛД}})}{3} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{БЛД}})] + \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +k^3(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})] \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh[0,5 \cdot k^2(\delta U_{\text{ВЛД}})]^2 \right\} + \\
& +k(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})] \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{ВЛД}})}{3} \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})] + k(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \tanh[0,5 \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})] \cdot \right. \\
& \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot k^2(\delta U_{\text{ВЛД}}) - k^2(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})\right]^2 \right\} \left. \right\} - \frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \left\{ \frac{k^3(\delta U_{\text{ВЛД}})}{3} \cdot \right. \\
& \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})\right] + k(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})\right] \cdot k^2(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})\right]^2 \right\} \left. \right\} \\
& + \frac{k^4(\delta U_{\text{ВЛД}})}{16} \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})\right] + \frac{1}{4} \cdot k^4(\delta U_{\text{ВЛД}}) \cdot \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})\right] \cdot \left\{ \frac{1}{2} - \tanh\left[\frac{1}{2} \cdot k(\delta U_{\text{ВЛД}})\right]^2 \right\} \left. \right\}
\end{aligned}$$

2. Нормовану апроксимуючу функцію (НАФ) деформованих ВАХ на рис. 3.8 представимо у вигляді доданків функцій:

$$F = F_1 + F_2 + F_3.$$

Функція F_1 описує недеформованому форму ВАХ і початкову її деформацію в залежності від γ_{ct} . Функція F_2 для різних γ_{ct} описує деформацію кривої параболічної форми в діапазоні напруг до точки мінімуму. Функція F_3 враховує зміну крутизни області насичення в залежності від γ_{ct} . В підсумку:

$$\begin{aligned}
F_1(\gamma_{ct}, U_N) &= (e^{11,3U_N} - 1) \cdot \gamma_{ct}^5 \cdot 10^{-5}; \\
F_2(\gamma_{ct}, U_N) &= 0,35714 \times \\
&\times e^{\sin\left([AU_N + B \cdot (1 - 0,25\gamma_{ct})]^3\right) - C \cdot \gamma_{ct}} \cdot (1 - \gamma_{ct}); \\
F_3(\gamma_{ct}, U_N) &= 0,082 \left(e^{4,59U_N \cdot (1 - \gamma_{ct})} - 1 \right),
\end{aligned}$$

де A – параметр масштабування форми кривої вздовж координати U_N , B – параметр зміщення кривої відносно U_N , C – параметр масштабування сімейства кривих за координатою I_N .

Застосуємо до НАФ розкладання Тейлора (використані п'ять перших членів) і підставимо функцію впливу

$$U_N(t) = U_{0N} + U_{mN} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

де U_{0N} – нормована напруга зсуву робочої точки, ω – кругова частота ЗС, φ – фаза. В результаті отримано вирази нормованих рівнів другої і третьої гармонік:

$$I_{2N} = f1(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const}), \quad I_{3N} = f2(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const}).$$

$$\begin{aligned} I_{2N} = f1(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const}) &= \frac{1}{2} \cdot K_2(\gamma) \cdot U_{mN}^2 - \frac{3}{2} \cdot K_3(\gamma) \cdot U_{0N} \cdot U_{mN}^2 + \\ &+ K_4(\gamma) \cdot \left(3 \cdot U_{0N}^2 \cdot U_{mN}^2 + \frac{U_{mN}^4}{16} \right) - K_5(\gamma) \cdot \left(5 \cdot U_{0N}^3 \cdot U_{mN}^2 + 2,5 \cdot \frac{U_{0N} \cdot U_{mN}^4}{16} \right), \\ I_{3N} = f2(\gamma_{ct}, U_{mN}, U_{0N} = \text{const}) &= -\frac{1}{4} \cdot K_3(\gamma) \cdot U_{mN}^3 + K_4(\gamma) \cdot U_{0N} \cdot U_{mN}^3 - \\ &- K_5(\gamma) \cdot [2,5 \cdot U_{0N}^2 \cdot U_{mN}^3 + 0,3125 \cdot U_{mN}^5], \end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned} K_2(\gamma) &= 5 \cdot 10^{-15} \cdot \gamma^2 + 0,0864 \cdot (\gamma - 1)^2 - \frac{1}{2,8} \cdot \left\{ \exp \left[-\sin \left[B^3(\gamma) \cdot \left(\frac{1}{4} \cdot \gamma - 1 \right)^3 \right] - C \cdot \gamma \right] \cdot \right. \\ &\cdot (\gamma - 1) \cdot \left\{ 4,5 \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \right. \\ &\cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) + \frac{9}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^6 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \left. \right\} \\ K_3(\gamma) &= 0,132 \cdot (\gamma - 1)^3 - 1,667 \cdot 10^{-21} \cdot \gamma^5 + \frac{1}{2,8} \cdot \left\{ \exp \left[-\sin \left[B^3(\gamma) \cdot \left(\frac{1}{4} \cdot \gamma - 1 \right)^3 \right] - C \cdot \gamma \right] \cdot \right. \\ &\cdot (\gamma - 1) \cdot \left\{ \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left\{ A^3(\gamma) - 4,5 \cdot A^3(\gamma) \cdot B^6(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - 9 \cdot A^3(\gamma) \cdot B^3(\gamma) \cdot \right. \right. \\ &\cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) + \frac{9}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) + \frac{3}{2} \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \\ &\cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left\{ \frac{9}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \right. \\ &\cdot \cos \left[B^3(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right] \left. \right\} \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 + 3 \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \cdot \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \left\{ \frac{9}{4} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \frac{3}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) + \right. \\
& \quad \left. + \frac{3}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^6 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \right\} \\
K_4(\gamma) &= 4,167 \cdot 10^{-27} \cdot \gamma^5 + 0,152 \cdot (\gamma - 1)^4 - \frac{1}{2,8} \cdot \left\{ \exp \left(-\sin \left[B^3(\gamma) \cdot \left(\frac{1}{4} \cdot \gamma - 1 \right)^3 \right] - C \cdot \gamma \right) \cdot (\gamma - 1) \cdot \right. \\
& \quad \cdot \left\{ \left[\frac{9}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \right] \cdot \right. \\
& \quad \cdot \left\{ \frac{9}{4} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \frac{3}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) + \right. \\
& \quad \left. \left. + \frac{3}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^6 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \right\} + \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \right. \\
& \quad \cdot \left\{ \frac{15}{2} \cdot A^4(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 - \frac{27}{8} \cdot A^4(\gamma) \cdot B^8(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^8 \right\} + \frac{27}{2} \cdot A^4(\gamma) \cdot B^5(\gamma) \cdot \\
& \quad \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^5 + \frac{3}{2} \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \\
& \quad \cdot \left\{ \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left[A^3(\gamma) - \frac{9}{2} \cdot A^3(\gamma) \cdot B^6(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^6 \right] - 9 \cdot A^3(\gamma) \cdot B^3(\gamma) \cdot \right. \\
& \quad \cdot \sin \left[B^3(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 \right] \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 \left\} \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 + 3 \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \cdot \\
& \quad \cdot \left\{ \cos \left[B^3(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 \right] \cdot \left[A^3(\gamma) - \frac{9}{2} \cdot A^3(\gamma) \cdot B^6(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^6 \right] - \frac{9}{2} \cdot A^3(\gamma) \cdot B^3(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \right. \\
& \quad \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 + A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left\{ \frac{9}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \right. \\
& \quad \left. \left. - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right\} \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 - 3 \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \right. \\
& \quad \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \cdot \left\{ \frac{3}{4} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \frac{A^2(\gamma) \cdot B(\gamma)}{2} \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \right. \\
& \quad \left. \left. \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) + \frac{3}{8} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^6 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \right\} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
K_5(\gamma) = & 0,139 \cdot (\gamma - 1)^5 - 8,333 \cdot 10^{-33} \cdot \gamma^5 + \frac{1}{2,8} \cdot \left\{ \exp \left(-\sin \left[B^3(\gamma) \cdot \left(\frac{1}{4} \cdot \gamma - 1 \right)^3 \right] - C \cdot \gamma \right) \cdot (\gamma - 1) \cdot \right. \\
& \cdot \left\{ \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \left\{ \frac{27}{2} \cdot A^5(\gamma) \cdot B^7(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^7 - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right\} + \right. \\
& + \left\{ \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left[A^3(\gamma) - \frac{9}{2} \cdot A^3(\gamma) \cdot B^6(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^6 \right] - 9 \cdot A^3(\gamma) \cdot B^3(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right] \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \right. \\
& - \frac{3}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 \left\{ \frac{9}{4} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \right\} - \\
& - \frac{3}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) + \frac{3}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^6 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \left\{ - \right. \\
& \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left\{ \frac{21}{2} \cdot A^5(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 + 3 \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \left[\frac{5}{2} \cdot A^4(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 - \right. \right. \\
& - \left. \left. \frac{27}{40} \cdot A^4(\gamma) \cdot B^8(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^8 \right] \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \right\} + \left\{ \frac{9}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \right. \\
& - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \left\{ \frac{1}{2} \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \right. \\
& \cdot \left[A^3(\gamma) - \frac{9}{2} \cdot A^3(\gamma) \cdot B^6(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^6 \right] - \frac{9}{2} \cdot A^3(\gamma) \cdot B^3(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^3 + \\
& + A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left\{ \frac{9}{2} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \right. \\
& - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \left\{ \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 - 3 \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right] \cdot \right. \\
& \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \cdot \left\{ \frac{3}{4} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \frac{A^2(\gamma) \cdot B(\gamma)}{2} \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \right. \\
& \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) + \frac{3}{8} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^6 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \left\} \right\} + \frac{3}{2} \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \\
& \cdot \left\{ \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left[\frac{15}{2} \cdot A^4(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 - \frac{27}{8} \cdot A^4(\gamma) \cdot B^8(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^8 \right] + \frac{27}{2} \cdot A^4(\gamma) \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \cdot B^5(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^5 \Big\} \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 + 3 \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \cdot \\
& \cdot \left\{ 9 \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - 3 \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right\} \cdot \\
& \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 + 3 \cdot A(\gamma) \cdot B^2(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^2 \cdot \left\{ \frac{3}{16} \cdot A^2(\gamma) \cdot B^4(\gamma) \cdot \sin \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \right. \\
& \left. - \frac{3}{16} \cdot A^2(\gamma) \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 - \frac{A^2(\gamma)}{8} \cdot B(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^3 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right. \\
& \left. + \frac{3 \cdot A^2(\gamma)}{40} \cdot B^4(\gamma) \cdot \cos \left[B(\gamma) \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right) \right]^6 \cdot \left(\frac{\gamma}{4} - 1 \right)^4 \right\} \Big\} \Big\} \Big\} \cdot
\end{aligned}$$